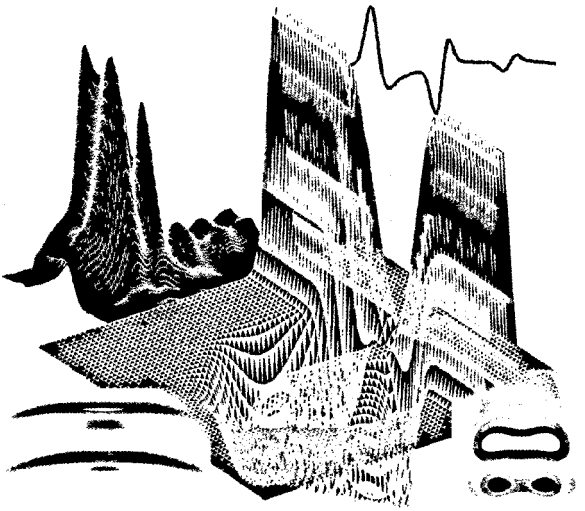
СЕРИЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

Вопросы ПОДПОВЕРХНОСТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ



РАДИОТЕХНИКА

Изложены теория и применение радаров подповерхностного зондирования, использующих сверхширокополосные сигналы

УДК 530.1: 537.86÷621.39.96
В 75
ББК 32.95

Библиотека журнала «Радиотехника»

Серия «Радиолокация»

Экспертно-редакционный совет

Председатель – акад. РАН Ю.В. Гуляев; **зам. председателя** – акад. АИН РФ А.В. Соколов; члены совета: докт. техн. наук А.Н. Акиньшин; чл.-корр. РАН Л.Д. Бахрах; докт. техн. наук Р.П. Быстров; докт. физ.-мат. наук Б.Г. Кутуза; докт. физ.-мат. наук А.А. Потапов; чл.-корр. РАН А.П. Реутов; докт. техн наук Е.М. Сухарев; докт. техн. наук И.Б. Фёдоров; докт. техн. наук . С. Чесноков; докт. техн. наук Я Д. Ширман

Авторы: см. с. 416

В 75 **Вопросы подповерхностной радиолокации.** Коллективная монография / Под ред. *А. Ю. Гринёва*. – М.: Радиотехника, 2005. – 416 с.: ил. (Сер. «Радиолокация»).

ISBN 5-88070-070-4

Рассмотрены различные методы восстановления радиоизображений, обработки сигналов и изображений подповерхностной области и объектов, зондируемых сверхширокополосными (СШП) сигналами для их обнаружения и интерпретации, проводимые в интересах мониторинга и диагностики подземных коммуникаций, грунтов под строительные площадки, дорожных покрытий, локальных неоднородностей в грунте, мин, утечек из подземных хранилищ топлива, уровня грунтовых вод, а также при проведении геофизических, археологических исследований; рассмотрена специфика распространения СШП-сигналов в средах с ярко выраженным затуханием и дисперсией; описаны различные подходы к решению обратных задач подповерхностного зондирования, в том числе базирующихся на решении прямых задач рассеяния методом конечных разностей во временной области и процедуре минимизации на основе генетических алгоритмов; приведены различные организации программного обеспечения радаров подповерхностного зондирования (РПЗ) и методики их использования оператором; рассмотрены основные характеристики современных РПЗ, особенности построения радаров серий «ОКО», «ГЕРАД», «ДЕФЕКТОСКОП», «ГРОТ», «ДРЛ», а также результаты их применения для решения ряда научных и инженерно-физических задач.

Для научных сотрудников, аспирантов и инженеров, специализирующихся в области разработки и использования радаров подповерхностного зондирования (георадаров), а также для специалистов-практиков, преподавателей и студентов радиотехнических, радио- и геофизических специальностей вузов.

ISBN 5-88070-070-4

УДК 530.1: 537.86÷621.39.96
ББК 32.95

© Издательство «Радиотехника», 2005

Оглавление

Предисловие **8**

Глава 1. Электродинамическая формализация радиоголографических задач **11**

1.1. Регистрация радиоголограмм 12
1.2. Реконструкция радиосцены 14
1.3. Принцип избирательной реконструкции 17
1.4. Радиоголография в пространственновременной области 19
1.5. Пространственновременное представление электромагнитного поля короткоимпульсных сверхширокополосных антенн 21

Глава 2. Обратные задачи подповерхностного зондирования **33**

2.1. Стратегия подповерхностного зондирования 34
2.2. Метод вычислительной диагностики 35
2.3. Решение прямой задачи рассеяния методом конечных разностей во временной области (Finite-Difference Time-Domain Method – FDTD) 40
2.4. Генетический алгоритм минимизации целевой функции 50
2.5. Решение обратных задач рассеяния с помощью метода вычислительной диагностики 55

Глава 3. Моделирование работы георадара численными методами **63**

3.1. Сверхширокополосные радиосигналы и основы построения георадаров 64
3.2. Основы метода подповерхностной радиолокации 66
3.3. Численное моделирование распространения сверхширокополосного импульса в слоисто-неоднородных слабопоглощающих средах 67
3.4. Формирование отраженного импульса 71
3.5. Результаты численного моделирования работы георадара 72
3.6. Расчет диаграммы направленности антенны на границе двух сред 76

Глава 4. Алгоритмы обработки информации подповерхностного зондирования и их реализация в программном пакете "Geo-Data" **82**

4.1. Алгоритмы инверсной цифровой фильтрации сигналов 83
4.2. Синтез апертуры при подповерхностном зондировании 89
4.3. Выделение огибающей, фазы и частоты отраженных сигналов 91
4.4. Пространственная цифровая фильтрация 93
4.5. Реализация алгоритмов обработки в программном пакете "Geo-Data" 96

Глава 5. Импульсные радиолокаторы подповерхностного зондирования для диагностики строительных конструкций 102

5.1. Структура, особенности построения и основные характеристики РЛПЗ 103
5.2. Назначение и состав программного обеспечения РЛПЗ 107
5.3. Фронтальный метод интерпретации данных РЛПЗ 131
5.4. Исследование эффективности методов цифровой обработки радиолокационных сигналов и изображений 139

Глава 6. Формирование радиоизображения зондируемой подповерхностной радиосцены 147

6.1. Пространственно-спектральный метод при решении голографических задач 147
6.2. Пространственно-спектральный метод при решении томографических задач 151
6.3. Восстановление радиоизображений пространственно-спектральным методом 156
6.4. Метод дальностной миграции для восстановления трехмерных изображений 161
6.5. Восстановление радиоизображений методом дальностной миграции 165

Глава 7. Реконструкция геометрических и электрофизических характеристик среды в структурных задачах подповерхностного зондирования 168

7.1. Формализация задачи вычислительной диагностики 168
7.2. Пример решения обратной структурной задачи (плоскослоистая среда) на основе МВД – градиентный алгоритм [11–14] 170
7.3. Пример решения обратной структурной задачи (плоскослоистая среда) на основе МВД – генетический алгоритм 175
7.4. Характеристики видеоимпульсного радара подповерхностного зондирования 178

Глава 8. Использование подповерхностных радиолокаторов и других технических средств для операций по разминированию 187

8.1. Различные физические методы обнаружения мин 189
8.2. Воздушная разведка минных полей 203
8.3. Комбинированные и роботизированные системы обнаружения мин 206
8.4. Эксперименты по совместной обработке СВЧ-каналов и каналов металлодетектора 212
8.5. Технический облик и основные характеристики перспективного радиолокационного миноискателя, предназначенного для проведения гуманитарных операций 213

Глава 9. Программно-аппаратные средства для подповерхностного зондирования и вторичной обработки информации слоистых сред 218
9.1. Алгоритмы определения глубин объектов в слоистых средах 218
9.2. Программно-аппаратные средства подповерхностного зондирования 221
9.3. Результаты экспериментального исследования верхнего слоя асфальтобетона (дорожного покрытия) при движении радара над поверхностью 223
Глава 10. Развитие георадаров серии "Око" 231
10.1. Описание георадаров серии "Око" 231
10.2. Возможные применения георадаров "Око" [2] 234
Глава 11. Применения георадаров серии "Герад" для зондирования водоемов, инженерных коммуникаций и железнодорожных насыпей 237
11.1. Описание георадаров серии "Герад" 238
11.2. Зондирование водоемов 240
11.3. Зондирование насыпи железнодорожного полотна 242
11.4. Применение георадаров серии "Герад" в археологии 243
Глава 12. Основные особенности конструкции георадаров "Грот-10" и "Грот-11", опыт эксплуатации и обработки данных 246
12.1. Конструктивные особенности современных георадаров и отличительные особенности георадаров серии "Грот" 247
12.2. Численное моделирование распространения зондирующего импульса в поглощающей среде и интерпретация георадарных данных 251
12.3. Исследование Образцовского участка Хотынецкого месторождения цеолитосодержащих трепелов (Орловская область) 253
12.4. Изучение зоны утечки нефтепродуктов в районе резервуарного парка 255
12.5. Исследование циркосодержащих россыпей в Свердловской области 257
Глава 13. Обнаружение и диагностика подземных коммуникаций на строительных площадках с использованием георадара "Грот-10" 260
13.1. Простейшие способы локализации кабелей и труб 260
13.2. Определение положения подземного тоннеля в условиях плотной застройки 263
13.3. Нефтепровод «Буденновск – Нефтекумск» 265
13.4. Поиск коммуникаций в водных бассейнах 267

Глава 14. Особенности эксплуатации георадаров при проходке подземных горных выработок 270
14.1. Особенности применения георадаров в горных выработках 271
14.2. Численное моделирование работы георадара при зондировании в горной выработке впереди забоя 272
14.3. Внедрение технологии видеоимпульсного радиозондирования в практику проходки горных выработок 280
Глава 15. Основы методики интерпретации георадиолокационных данных 287
15.1. Направления и интерпретации георадиолокационных данных 287
15.2. Выделение волн – помех при анализе волновой картины 288
15.3. Выделение георадарных комплексов 293
15.4. Выделение георадарных фаций при сейсмофациональном анализе 297
15.5. Геологическая привязка георадарных комплексов и фаций 302
Глава 16. Георадиолокационные исследования в условиях армирования 308
16.1. Особенности зондирования железобетонных конструкций 308
16.2. Задачи обнаружения арматуры и изучения вмещающей среды 310
16.3. Задачи изучения подстилающих грунтов 312
Глава 17. Обобщенные характеристики антенн геолокаторов при импульсном возбуждении 316
17.1. Основные понятия сверхширокополосной радиоэлектроники 317
17.2. Особенности уравнения дальности радиолокационного наблюдения при использовании сверхширокополосных сигналов 318
17.3. Частотные и импульсные характеристики радиолокационных систем при использовании сверхширокополосных сигналов 320
17.4. Возможности аппроксимации частотных и импульсных характеристик при использовании сверхширокополосных сигналов 323
17.5. Каскадная модель излучателя 326
17.6. Формирование возбуждающего тока и дифференцирование 330
17.7. Формирование диаграмм направленности апертурных сверхширокополосных антенн 334
17.8. Особенности понятий ближней и дальней зон антенн при сверхширокополосных сигналах 337
17.9. Оценка энергетических параметров при излучении сверхширокополосных импульсов 341

Глава 18. Сверхширокополосные рамочные передающие и приемные антенны 344
18.1. Излучение сверхширокополосных сигналов рамочными антеннами 345
18.2. Экспериментальные исследования рамочной антенны 355
18.3. Рамочная антенна для приема сверхширокополосных импульсных сигналов 358
18.4. Многоэлементная приемная антенна 363
Глава 19. Особенности построения технических систем для обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами 373
19.1. Выбор основных параметров РЛС для обнаружения живых людей под завалами 373
19.2. Селекция малоподвижных целей на фоне помех 381
19.3. Методы оценки и компенсации ошибок формирования квазинепрерывных фазокодоманипулированных сигналов в портативных РЛС 389
19.4. Компенсация помех, обусловленных движением РЛС 399
19.5. Антенные системы для портативных РЛС сверхближнего радиуса действия 403
Глава 20. Радиофизические свойства сред: песчаного и глинистого грунтов, строительных материалов 408
20.1. Исследования электрических параметров песчаного и глинистого грунтов 408
20.2. Снижение глубины обнаружения объектов поиска в грунтах за счет наличия в них реальных естественных неоднородностей 410
20.3. Терминология, используемая при определения влажности грунта 411

Предисловие

Радары подповерхностного зондирования (РПЗ) предназначены для мониторинга скрытых объектов, они позволяют осуществлять диагностику подземных коммуникаций, грунтов под строительные площадки, дорожных покрытий и взлетно-посадочных полос аэродромов, локальных неоднородностей в грунте, мин, утечек из подземных хранилищ топлива, уровня грунтовых вод, а также проведение геофизических, археологических и других исследований. Существенной спецификой РПЗ является использование сверхширокополосных (СШП) сигналов (видеоимпульсных, с дискретной перестройкой частоты), распространяющихся в средах с ярко выраженным затуханием и дисперсией. Показатель широкополосности μ, равный отношению разности и суммы максимальной и минимальной частот в спектре сигнала для СШП-сигналов составляет $0{,}25 \le \mu \le 1$.

Однако далеко не все сигналы, отвечающие этому условию, обладают свойствами сверхширокополосных (форма сигнала искажается при излучении, приеме и рассеянии от объектов, зависит от направления излучения и т.д.) В тоже время эти свойства проявляются всегда, когда длительность сигнала в пространстве – произведение длительности сигнала τ и скорости электромагнитной волны в среде v становится намного меньше, чем размер излучающей (приемной) апертуры или размер объекта D, отражающего сигнал. Поэтому неравенство $D \gg v\tau$ должно дополнять отмеченное выше неравенство для СШП-сигналов и систем. Синонимами термина "радар подповерхностного зондирования" в зарубежной литературе являются "Ground Penetrating Radar", "Surface Penetrating Radar" и "Georadar".

Регулярный обмен информацией происходит на международных конференциях. В июне 2004 г. состоялась 10-я конференциях по РПЗ (Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar, Delft University of Technology, The Netherlands), рассмотревшая полный спектр проблем по данной тематике:

обработка сигналов (изображений) и интерпретация,
обратные задачи,
численное моделирование,
диагностика дорожного покрытия,
диагностика строительных конструкций и коммуникаций,
обнаружение-распознавание подповерхностных объектов (закладки, мины),
геофизические исследования,
аппаратурная реализация и программное обеспечение,
антенны,
применение РПЗ.

Несмотря на существенные достижения в исследовании и разработке РПЗ, проводимые отечественными и зарубежными фирмами, проблема далека от завершения. В частности, не удается обнаруживать и идентифицировать противопехотные и противотанковые мины с вероятностью 99,6% и малой вероятностью ложных тревог, затруднено выполнение требования к 3–5% (от глубины зондирования) погрешности определения толщины (тем более электрофизических параметров) слоев дорожных покрытий и т. п.

В настоящее время теория и техника РПЗ достигла уровня зрелости. Давно появилась потребность подытожить состояние теории и техники РПЗ в России, сопоставить с зарубежными исследованиями и наметить научные и технические задачи для реализации качественного прорыва, позволяющего повысить достоверность обнаружения и диагностики подповерхностных объектов, поскольку это существенно сдерживает использование РПЗ для решения широкого спектра задач. Тем более, что число публикаций по тематике РПЗ становится практически необозримым, а монографий по данной теме явно недостаточно.*

Содержание книги охватывает существенный спектр проблем по тематике РПЗ. Авторский коллектив состоит из специалистов, работающих по указанной тематике. Памятуя, что "даже маленькая практика стоит большой теории", существенное внимание уделено аппаратно-программным технологиям и результатам использования РПЗ для решения широкого спектра задач.

Отметим основные, по нашему мнению, тенденции развития радаров подповерхностного зондирования – это качественное повышение информативности и достоверности интерпретации радиоизображений подповерхностных сред и объектов, сокращение времени мониторинга, исследование и внедрение новых технологий, касающихся как алгоритмов реконструкции и совершенствования программного комплекса, так и модулей РПЗ.

Данные технологии включают:

разработку компактных СШП-антенн, адаптированных к электрофизическим параметрам зондируемой подповерхностной области, а также методов их электродинамического анализа и оптимизации;

создание метрологического обеспечения для измерения характеристик антенн и радара в целом при различных параметрах грунтов и глубинах залегания объектов;

создание РПЗ с многоэлементным регистратором и поляризационной обработкой, формирующих устойчивые двумерные плоскостные и объемные изображения подповерхностной радиосцены;

---

* *Финкельштейн М. И.* и др. Подповерхностная радиолокация.– М.: Радио и связь, 1994; *Daniels, D. J.* Surface-Penetrating Radar. – London: The Inst. of Electronical Engineers, 1996

разработку электродинамических моделей, алгоритмов и программного обеспечения для решения прямых задач рассеяния СШП-коротко-импульсного сигнала от сложных подповерхностных объектов (локальных неоднородностей в грунте, мин, кабелей и т.п.), например, на основе метода конечных разностей во временной области;

разработку методов, алгоритмов и программного обеспечения решения обратных задач реконструкции геометрических и электрофизических параметров сред и объектов по результатам СШП-зондирования;

разработку методов, алгоритмов и программного обеспечения для автоматизированной процедуры идентификации подповерхностных объектов, обладающих специфическими признаками (поляризационными, резонансными и т.п.);

разработку программного обеспечения для полного электродинамического моделирования процесса функционирования РПЗ в целом с учетом реальных условий их применения;

проведение комплексных экспериментальных исследований РПЗ на основе новых аппаратурных и программных технологий для получения соответствующих статистик.

Важное место при разработке РПЗ занимают конструкторско-технологические вопросы, определяющие дизайн устройства, функционирование датчиков местоположения и съема массива выборок, удобство и безопасность эксплуатации.

Книга предназначена для научных сотрудников, аспирантов и инженеров, специализирующихся в области разработки и использования радаров подповерхностного зондирования (георадаров), а также может быть полезна специалистам-практикам для расширения сферы приложений РПЗ, преподавателям и студентам радиотехнических, радио- и геофизических специальностей вузов.

Предложения и замечания просим направлять по адресу: 107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6, издательство "Радиотехника".

Глава 1

Электродинамическая формализация радиоголографических задач*

Обобщение и развитие голографических (квазиголографических) принципов регистрации и реконструкции оптических полей на СВЧ-диапазон, стремление эффективно использовать пространственно-временную (ПВ) структуру электромагнитного поля, излучаемого (рассеиваемого) объектами наблюдения, привели к появлению радиоголографии и радиоголографических систем [1–4]. Под *радиоголографией понимают восстановление геометрических параметров объектов – формы, ориентации и локализации.*

Радиоголография предполагает когерентную в ПВ-смысле регистрацию электромагнитного поля в виде конечного числа пространственных выборок амплитудно-фазового распределения (АФР) поля в элементах или позициях регистратора и когерентную реконструкцию излучающих (рассеивающих) электромагнитное поле объектов в виде их радиоизображений. При этом детерминисткие или статистические алгоритмы реконструкции зарегистрированной ПВ-информации основываются на различных критериях оценки качества восстанавливаемых радиоизображений [5–8]. Радиоголографическая система, как правило, должна также включать блок интерпретации результатов реконструкции голограммы (блок идентификации или распознавания радиообразов).

Формирование радиоизображения подповерхностной радиосцены является важным звеном в цепи регистрация–реконструкция–интерпретация подповерхностных объектов. Существенной спецификой радаров подповерхностного зондирования (РПЗ) является использование сверхширокополосных (СШП) сигналов, распространяющихся в средах с ярко выраженным затуханием и дисперсией. Создание адекватной электродинамической модели (в пространственно-частотной или ПВ-области) функционирования РПЗ – необходимый этап при их разработке и исследовании. Электродинамическая модель должна последовательно включать ПВ-описание передающей СШП-антенны (например, в виде ее импульсной характеристики), распространение зондирующего ПВ-сигнала в среде с учетом границы раздела, процесс рассеяния СШП-сигнала на подповерхностных объектах и, соответственно, описание процесса распространения рассеянного электромагнитного поля вплоть до регистрации сигнала на выходе приемной антенны. В зависимости от

---

* Авторы: А. Ю. Гринев, Е. Н Воронин

конкретной задачи, решаемой с помощью РПЗ (диагностика дорожных покрытий, обнаружение мин, георадары и т.п.), меняются требования, и, следовательно, аппаратурная реализация последних [9], что безусловно приводит к необходимости трансформации анализируемых электродинамических моделей. Однако, если сосредоточиться на общности и отрешиться от специфики упомянутых применений, то представляется возможным провести некоторую единую электродинамическую формализацию этапов регистрация – реконструкция в виде операторного уравнения 1-го рода, где объектами, подлежащими восстановлению по результатам измерений рассеянного поля, являются токи проводимости и поляризации, эквивалентные электрические и магнитные токи, а в качестве ядра служат функции Грина (ФГ), диаграммы направленности (ДН) приемной и передающей антенн, либо их импульсные характеристики. Рассмотрение проведем в частотной области с последующей трансформацией во временную.

1.1. Регистрация радиоголограмм

Регистрация радиоголограммы осуществляется сканирующей приемной антенной либо многопозиционным приемным модулем, представляющим собой многоэлементную приемную антенную решетку (АР). В линейном режиме работы регистратора сигналы на его выходах представляют собой интеграл суперпозиции от произведения радиоисточников $\mathbf{x}$ и функций Грина приемной антенны $\mathbf{G}$:

$$\mathbf{u}(\mathbf{R}) = \int_{V_\text{р}} \mathbf{x}(\mathbf{P})\,\mathbf{G}(\mathbf{P},\mathbf{R})d^3\mathbf{P} = \{\mathbf{x},\mathbf{G}\} = \hat{\Gamma}\mathbf{x}, \qquad (1.1)$$

где $V_\text{р}$ – область радиосцены (распределения источников рассеяния), $\mathbf{u}(\mathbf{R})$ – комплексная амплитуда напряжения на выходе приемной антенны с координатой $\mathbf{R}$, $\mathbf{G}$ – электрическая функция Грина приемной антенны, $\mathbf{P}$ – координаты источников, $d^3\mathbf{P}$ – элемент объема, $\{...,...\}$ – символ скалярных произведений вектор-функций, $\hat{\Gamma} = \{...,\mathbf{G}\}$ – регистрирующий оператор; вектор $\mathbf{x}$ характеризует ПВ-распределение источников рассеянного поля (рис. 1.1). При этом

$$\mathbf{x} = \begin{cases} \mathbf{I} = \mathbf{j}^\text{э} + \text{rot}\mathbf{j}^\text{м}/\text{i}\omega\mu_0, \\ -\mathbf{M}^\text{э}/\text{i}\omega\mu_0 = \mathbf{I} - \text{graddiv}\mathbf{j}^\text{э}/k^2, \end{cases} \qquad (1.2)$$

где $k = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$, $\mathbf{j}^{\text{э,м}}$ – векторы плотности электрических и магнитных токов в источниках рассеянного поля.

Как видно из (1.2), при регистрации радиополя имеет место неопределенность относительно возбуждающих его электрических и магнитных токов, а также градиентной составляющей от них.

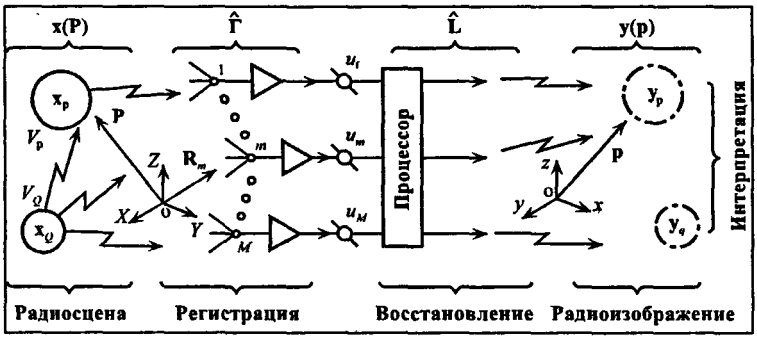


Рис. 1.1. Этапы: регистрация – реконструкция – интерпретация

Функция Грина приемной антенны (передаточная функция) в (1.1) физически описывает электрическое поле $\mathbf{G}$, создаваемое этой антенной в режиме на передачу при единичном токе на входе. Поэтому [10]

$$\mathbf{G}(\mathbf{P},\mathbf{R}) = (4\pi)^{-1} \int_{V_\mathbf{R}} \mathbf{м}^3(\mathbf{R})\, G(k|\mathbf{P}-\mathbf{R}|)\, d^3\mathbf{R}, \qquad (1.3)$$

где $V_\mathbf{R}$ – область регистрации, $\mathbf{м}^3 = \mathrm{graddivi}^3/\mathrm{i}\omega\mu_0 - \mathrm{i}\omega\mu_0\mathbf{i}^3 + \mathrm{roti}^\mathbf{M}$ – вспомогательный вектор относительно нормированных (к 1А) токов $\mathbf{i}^{3,\mathbf{M}}$ в элементах регистратора; $G(k|\mathbf{P}-\mathbf{R}|) = \exp(-\mathrm{i}k|\mathbf{P}-\mathbf{R}|)/|\mathbf{P}-\mathbf{R}|$ – ФГ точечного источника поля.

Если источники рассеянного поля $\mathbf{x}$ находятся в дальней зоне отдельной антенны многопозиционного приемного модуля, то вместо строгого выражения (1.3) можно использовать асимптотическую формулу [11]

$$\mathbf{G}_0(\mathbf{P},\mathbf{R}) \approx r\mathbf{f}\left(k\,\mathrm{grad}|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\right) G(k|\mathbf{P}-\mathbf{R}|), \qquad (1.4)$$

где r – размерный коэффициент, характеризующий элемент, Ом; $\mathbf{f}$ – нормированная векторная ДН антенны в направлении $\mathrm{grad}|\mathbf{P}-\mathbf{R}| = (\mathbf{P}-\mathbf{R})/|\mathbf{P}-\mathbf{R}|$.

Таким образом, результат регистрации голограммы (1.1) формализован в виде функционального уравнения 1-го рода относительной неизвестной вектор-функции (1.2), свободный член (левая часть) которого известна апостериори в результате измерений (амплифазометрии), а ядро в (1.1) рассчитывается априори в соответствии с (1.3) или (1.4). При этом ФГ приемной антенны может заключать в себе все особенности процесса регистрации. Так, например, при многоэлементном регистраторе в виде АР из M зондов, расположенных в точках $\mathbf{R}_m (m = 1,...,M)$ уравнение (1.1) переходит в линейную систему уравнений

$$<\mathbf{u}] = <\mathbf{u}(\mathbf{R}_m)] = <\mathbf{u}_m] = (u_1, \ldots\ldots u_M) = \{\mathbf{x}, <\mathbf{G}]\} = \hat{\mathbf{\Gamma}}\mathbf{x}, \qquad (1.5)$$

где $<..]$ – матрица-строка, $<\mathbf{G}]=<\mathbf{G}(\mathbf{R}_m,\mathbf{P})]$ – линейно-независимая система из ФГ-антенн регистратора, называемая в дальнейшем базисом регистратора, $\hat{\mathbf{\Gamma}}=\{...,<\mathbf{G}]\}$ – оператор, описывающий процесс регистрации. В данном случае возникает эффект взаимного влияния между отдельными антеннами регистратора, приводящий к изменению его ФГ

$$<\mathbf{G}]=0,5<\mathbf{G}_0][1-\mathbf{S}], \qquad (1.6)$$

где $<\mathbf{G}_0]$ определяется соотношением (1.4), а $[\mathbf{S}]$ – матрица рассеяния многоэлементного регистратора.

Следует отметить, во-первых, что в силу теоремы единственности, геометрическую форму рассеивателей однозначно определяют распределенные в них токи $\mathbf{j}^{э,м}$. Обратное утверждение, вообще говоря, несостоятельно, поскольку даже в лучшем случае токи характеризуют объект с точностью до дифракционного предела. Тем не менее, восстановленные токи позволяют в существенной мере судить о координатах и форме объекта и, следовательно, появляется возможность идентифицировать его.

Во-вторых, в силу отмеченной выше неопределенности в (1.2) относительно $\mathbf{j}^{э,м}$ и $\mathrm{graddiv}\mathbf{j}^{э}$ восстановлению из (1.1) или (1.5), подлежат не непосредственно токи $\mathbf{j}^{э,м}$, а вспомогательный вектор (1.2) от них. Последний, однако, также характеризует координаты и форму объектов, поскольку является линейной комбинацией токов.

1.2. Реконструкция радиосцены

Конструктивный алгоритм. При реконструкции $\mathbf{x}$ из (1.1) или (1.5) зачастую используют эвристический (голографический) подход, в котором искомый вектор $\mathbf{x}$ находится приближенно путем псевдообращения уравнения (1.1) или (1.5) за счет умножения принятого сигнала на комплексно сопряженное значение ядра и весового суммирования (интегрирования) [8]. Такое решение, называемое конструктивным, имеет вид

$$\mathbf{y}_к(\mathbf{p})=\begin{cases}\int\limits_{V_\mathbf{R}}\mathbf{u}(\mathbf{R})\overset{*}{\mathbf{G}}(\mathbf{R},\mathbf{p})d^3\mathbf{R}=\hat{\mathbf{L}}_к(\mathbf{u}),\\ <\mathbf{u}][\overset{*}{\mathbf{G}}(\mathbf{R}_m,\mathbf{p})>=\hat{\mathbf{L}}_к(<\mathbf{u}]),\end{cases} \qquad (1.7)$$

где $\mathbf{p}$ – отображаемые координаты точек радиосцены, $\hat{\mathbf{L}}_к(...)$ конструктивный алгоритм реконструкции, $[\overset{*}{\mathbf{G}}(\mathbf{R}_m,\mathbf{p})>$ – матрица-столбец из комплексно-сопряженных ФГ антенн регистратора.

Оптимальный среднеквадратический алгоритм. Представленный конструктивный алгоритм, тем не менее, математически не обоснован и, поэтому, не гарантирует "качество" восстановленного радиообраза (1.7). Под "качеством" радиообраза $\mathbf{y}$ часто понимают среднеквадратический критерий – наименьшее среднеквадратическое уклонение радиообраза от истинного, характеризующего распределения токов в объекте

$$\|\mathbf{x}-\mathbf{y}\| = (\mathbf{x}-\mathbf{y}, \overset{*}{\mathbf{x}}-\overset{*}{\mathbf{y}})^{0,5}, \qquad (1.8)$$

где значок $*$ означает комплексное сопряжение.

Оптимальное в среднеквадратическом смысле решение $\mathbf{y}_0$, доставляющее минимум функционалу (1.8), согласно (1.5), можно представить в виде $\mathbf{y}_0 = \hat{\mathbf{L}}_0(<\mathbf{u}]) = \hat{\mathbf{L}}_0\hat{\Gamma}\mathbf{x}$, где $\hat{\Gamma}$ – априорно-известный оператор регистрации дискретной радиоголограммы $<\mathbf{u}]$, а $\hat{\mathbf{L}}_0$ – алгоритм реконструкции, явный вид которого находится из условия [12, 13] – $\operatorname{grad}\|\mathbf{x}-\mathbf{y}_0\| = \operatorname{grad}\|\mathbf{x}_0 - \hat{\mathbf{L}}_0\hat{\Gamma}\mathbf{x}\| = 0$. Отсюда можно получить

$$\hat{\mathbf{L}}_0(<...]) = <...][\Gamma]^{-1}[\overset{*}{\mathbf{G}}>, \qquad (1.9)$$

где $[\Gamma] = \left\{[\overset{*}{\mathbf{G}}>, <\mathbf{G}]\right\}$ – матрица Грама ранга $M(\det[\Gamma] \neq 0$; -1 – символ обращения оператора.

Анализ полученного результата (1.9) показывает, что, во-первых, оптимальный алгоритм реконструкции $\hat{\mathbf{L}}_0$ единственным образом определяется видом алгоритма регистрации $\hat{\Gamma}$; во-вторых, $\hat{\mathbf{L}}_0$ не зависит (инвариантен) от искомого вектора $\mathbf{x}$.

Наконец, поскольку матрица Грама по своему физическому смыслу пропорциональна матрице активных составляющих взаимных сопротивлений $[\operatorname{Re} Z]$ элементов регистратора [11], то

$$\| \mathbf{y}_0 \| = \left\{\mathbf{y}_0, \overset{*}{\mathbf{y}}_0\right\} = \left\{<u][\Gamma]^{-1}[\overset{*}{\mathbf{G}}>, <\mathbf{G}]<\overset{*}{\Gamma}]^{-1}[\overset{*}{u}>\right\} =$$

$$= <u][\Gamma]^{-1}\left\{[\overset{*}{\mathbf{G}}>, <\mathbf{G}]\right\}[\Gamma]^{-1}[\overset{*}{u}> = <u][\Gamma]^{-1}[\overset{*}{u}> = \|<u]\|^2,$$

т.е. энергия радиоголограммы $\|<u]\|^2$ полностью реализуется в энергии $\|\mathbf{y}_0\|^2$ восстановленного радиообраза $\mathbf{y}$. Поэтому с помощью критерия (1.8) можно более эффективно (по точности и устойчивости) восстанавливать радиоизображение.

Регуляризированный алгоритм. Измеряемое рассеянное поле всегда содержит некоторую ошибку $\|\mathbf{u}-\mathbf{u}_\Delta\| \le \Delta = \Delta_и + \Delta_м$, где $\Delta_и$ – погрешность измерений (влияние аппаратурных и внешних помех) и $\Delta_м$ – ошибка модельного приближения, связанная с тем, что реальные характеристики объекта $\mathbf{x}$ не соответствуют тому классу моделей объекта, для которого определен оператор $\hat{\Gamma} = \{..., <\mathbf{G}]\}$, описывающий процесс регистрации.

Задачи восстановления радиоизображений относятся к классу некорректных обратных задач рассеяния [14, 15], для которых малым погрешностям в определении рассеянного поля соответствует сколь угодно большая погрешность в восстановленном радиоизображении. Алгоритм реконструкции (1.9) может дать приемлемый результат только в случае, когда погрешность измерений (зашумленность изображения) мала. Следовательно, построение приближенного решения обратной задачи должно базироваться на учете априорной информации о ее решении и согласовываться с величиной погрешности Δ в измеряемом поле. Однако при произвольном выборе способа получения приближенного решения можно исказить результат. Стремление избавиться от произвольных факторов и определить общие методы решения некорректно поставленных задач привело к разработке новых решений [14, 15].

Для класса стабилизируемых множеств X приближенное решение обратной задачи отыскивается с помощью построения сглаживающего функционала (определяющего критерий качества)

$$\Phi_\alpha(\mathbf{x},\mathbf{y}) = \frac{\|\mathbf{x}-\mathbf{y}\|^2}{\|\mathbf{x}\|^2} + \alpha\Omega(\mathbf{x}), \qquad (1.10)$$

состоящего из функционала невязки между объектом и его образом с дополнительным требованием $\|\mathbf{x}-\mathbf{y}\|_X^2 \le \Delta^2$, а также стабилизирующего функционала $\Omega(\mathbf{x})$ с параметром регуляризации $\alpha > 0$, который на практике выбирается из условия компромисса между зашумленностью изображения и разрешением.

Метод регуляризации Тихонова требует минимума априорной информации о решении. Практически используется лишь информация о характере гладкости решения и о размере области изображения. В настоящее время имеется большое разнообразие методов построения регуляризирующих алгоритмов и выбора стабилизирующего функционала. В качестве последнего выберем, например, функционал $\Omega = \|\mathbf{y}\|^2 / \|\hat{\Gamma}\mathbf{x}\|^2$ – отношение энергии изображения на выходе $\|\mathbf{y}\|^2$ к энергии $\|\hat{\Gamma}\mathbf{x}\|^2 = \|\mathbf{u}\|^2$ на входе, вводимый по аналогии с задачами синтеза антенн.

Представляя в виде $\mathbf{y}_{\text{рег}} = \hat{\mathbf{L}}_{\text{рег}}\hat{\Gamma}\mathbf{x}$ регуляризируемое решение, доставляющее минимум функционалу (1.10), и используя стандартную процедуру [12] решения вариационного уравнения $\text{grad}\Phi(\alpha) = 0$, находим регуляризованный алгоритм реконструкции

$$\hat{\mathbf{L}}_{\text{рег}} = <...>[\Gamma]^{-1}\left([\delta] + \sqrt{[\delta] + \beta[\Gamma]} \right)[\overset{*}{\mathbf{G}}>, \qquad (1.11)$$

где $[\delta] = [\delta_{mn}]$ – единичная матрица, $\beta = 4\alpha\Omega^2(1+\alpha\Omega)$.

Сопоставление устойчивости конструктивного (1.7), оптимального (1.9) и регуляризированного (1.11) алгоритмов реконструкции по критерию ухудшения выходного соотношения сигнал/шум по сравнению с входным [8] показало, что регуляризованный алгоритм всегда более устойчив, чем оптимальный или даже конструктивный. Более того, при $\beta \to \infty$ алгоритм (1.11) переходит в абсолютно устойчивый (перерегуляризированный) оператор псевдообращения. При этом восстановленное радиоизображение получается сильно сглаженным. Поэтому, вообще говоря, выбор регуляризирующего параметра β целесообразно осуществлять на компромиссе между точностью и устойчивостью воспроизведения радиообразов.

Статистическая регуляризация. Выше рассматривались решения задачи восстановления радиоизображений (1.5) в детерминистской постановке. При статистической регуляризации решения с учетом случайного характера реализаций $\mathbf{x}$, и $<\mathbf{u}]$ и использование соответствующих вероятностных функционалов (например, максимального правдоподобия) структурно не меняют алгоритмы реконструкции. При этом лишь несколько видоизменяется их положительно определенное матричное ядро, корректирующее оптимальный в среднем алгоритм $<...][\Gamma]^{-1}[\overset{*}{\mathbf{G}}>$ [8]. В частности, при реконструкции радиоголограммы (1.5) в смеси с аддитивным белым шумом по алгоритму максимального правдоподобия и при отсутствии взаимовлияния $[\Gamma] = [\delta_{mn}]$ результат реконструкции фактически совпадает с конструктивным (1.7), если шум δ – корректирован между элементами регистрирующей АР.

1.3. Принцип избирательной реконструкции

Ключевую роль в любом из рассмотренных выше алгоритмов реконструкции играют базисные ФГ $<\mathbf{G}]$. Последние предопределяют явный вид искомого вектора $\mathbf{x}$, подлежащего восстановлению. Чем больше априорной информации о радиосцене учитывается в используемом при

реконструкции базисе, тем более точно и полно восстанавливается недостающая часть ПВ-информации: во-первых, за счет возможного улучшения разрешения радиоголографической системы и, во-вторых, за счет устранения паразитной «засветки» полезного радиообраза учтенными деталями радиосцены. Например, учет наличия границы раздела сред или взаимного влияния между антеннами многоэлементного регистратора в его базисе, устраняет наложение этих эффектов на восстанавливаемый радиообраз. Иными словами, информация, заложенная в базис при реконструкции, не восстанавливается и тем самым не искажает неизвестной полезной информации.

Использование искусственной среды. Данное обстоятельство обобщается и более полно используется путем введения в рассмотрение искусственного базиса $<\mathbf{G}_{\text{И}}]$, который имел бы место при размещении антенн регистратора внутри некой искусственной среды (контрастного вещества), которая не обязательно совпадает с реальной и не обязательно однородна, а реализуется в результате вычислительного эксперимента на этапе реконструкции голограммы.

Регистрируемая радиоголограмма (1.5) во введенном искусственном базисе эквивалентна представлению вида [8]

$$<\mathbf{u}]=\{\mathbf{x}+\mathbf{x}_{\text{И}},<\mathbf{G}_{\text{И}}]\}, \qquad (1.12)$$

где $\mathbf{x}_{\text{И}}\left(k^2-k_{\text{И}}^2\right)\mathbf{E}$ – виртуальные источники (искусственные токи поляризации; $k,k_{\text{И}}$ – волновые числа в реальной и искусственной средах радиосцены, $\mathbf{E}$ –полное электрическое поле внутри (на поверхности) рассеивателей $\mathbf{x}$.

Таким образом, в эквивалентном представлении радиоголограммы (1.12) через искусственный базис $<\mathbf{G}_{\text{И}}]$ восстанавливаемый вектор является суперпозицией реальных радиоисточников $\mathbf{x}$ и виртуальных $\mathbf{x}_{\text{И}}$, характеризующих различия материальных параметров реальной радиосцены и искусственного контрастного вещества. Поэтому использование вместо базиса $<\mathbf{G}]$ нового искусственного базис $<\mathbf{G}_{\text{И}}]$ в рассмотренных выше алгоритмах реконструкции (1.7), (1.9) или (1.11) позволяет восстанавливать не только реальные рассеиватели $\mathbf{x}$, но и виртуальные $\mathbf{x}_{\text{И}}$. Последнее обстоятельство позволяет осуществлять целенаправленную избирательную реконструкцию заданных деталей радиосцены по их материальным параметрам. В определенной степени этот подход можно реализовать для обнаружения пластиковых мин за счет аэрации подповерхностной области. Увлажнение среды приводит к изменению ее диэлектрической проницаемости и, следовательно, контраста пластиковых мин ($\varepsilon \approx 3$) в среде.

Применение априорного зондирования. При сложной модели контрастного вещества соответствующий ему базис $<\mathbf{G}_{И}]$ далеко не всегда может быть определен аналитически или численно. Поэтому для расширения класса решаемых радиоголографических задач предлагается использовать вместо такого базиса его усеченное разложение по более простому базису, определяемому в замкнутом виде. Например, одним из таких базисов являются (1.3) ФГ-антенн регистратора в свободном пространстве, так как в соответствии с формулами (1.4) и (1.6), они аналитически выражаются через ДН антенн, электродинамические методы определения которых достаточно хорошо разработаны [11]. Поэтому представим искомый избирательный базис $<\mathbf{G}_{И}]$ в виде следующего разложения по известному базису $<\mathbf{G}]$:

$$<\mathbf{G}_{И} = <\mathbf{G}][\mathbf{B}], \qquad (1.13)$$

где $[\mathbf{B}]$ – квадратная матрица порядка M (M – число антенн в АР, либо позиций регистрации), элементы которой подлежат определению.

Предположим, что радиосцена содержит истинные рассеивающие объекты $\mathbf{x}$ и помеховые $\mathbf{x}_{П}$, которые желательно исключить в процессе регистрации. Базис (1.13) должен обеспечивать избирательность по отношению к объектам $\mathbf{x}$. Искомый матричный оператор в (1.13) может быть выражен через матрицы взаимных сопротивлений антенн регистратора соответственно в свободном пространстве и в присутствии априорно известных мешающих объектов $\mathbf{x}_{П}$, влияние которых учтено в базисе (1.13). Простейшим практическим примером является процедура, заложенная в программные средства РПЗ – вычитание рассеянного границей раздела электромагнитного поля из такового с реальными подповерхностными объектами.

1.4. Радиоголография в пространственно-временной области

Большинство систем, формирующих радиоизображения, используют широкополосные (сверхширокополосные) сигналы (короткоимпульсные радио– и видеосигналы с дискретным изменением частоты) для обеспечения продольного разрешения и увеличения энергетического потенциала. Поэтому вместо исходного уравнения (1.1) в пространственно частотной области, в котором восстанавливаемый вектор $\mathbf{x}$ определен выражением (1.2), а ядро оператора $\hat{\Gamma}$ в (1.1) – формулами (1.3), (1.4), целесообразно получить его альтернативу в ПВ-области.

Перепишем (1.1), полагая, что упомянутое ядро (ФГ) описывается асимптотической формулой (1.4)

$$\mathbf{u}_\omega(\mathbf{R}) = \int\limits_{V_{\text{per}}} \mathbf{x}_\omega(\mathbf{P})\mathbf{G}(\mathbf{P}-\mathbf{R})\,d^3\mathbf{P}, \tag{1.14}$$

где частота ω указывает на представление голограммы в пространственно-частотной области.

Применим к (1.14) обратное преобразование Фурье:

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}(\mathbf{R},t) &= \Im^{-1}\left[\mathbf{u}_\omega(\mathbf{R})\right] = (2\pi)^{-1}\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\mathbf{u}_\omega(\mathbf{R})\exp(\mathrm{i}\omega t)\,d\omega = \\
&= -(2\pi)^{-1}\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\int\limits_{\mathbf{R}^3}\mathbf{x}_\omega(\mathbf{P})\,\frac{r_a\mathbf{f}_a\left(k_0\nabla|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\right)}{4\pi|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\mathrm{i}\omega\mu_0}\exp\left[\mathrm{i}\omega\left(t-|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c\right)\right]d^3\mathbf{P}\,d\omega = \\
&= -\Im^{-1}\left[\int\limits_{\mathbf{R}^3}\mathbf{x}_\omega(\mathbf{P})\,\frac{r_a\mathbf{f}_a\left(k_0\nabla|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\right)}{4\pi|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\mathrm{i}\omega\mu_0}\,d^3\mathbf{P}\right]_{t-|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c} = \\
&= \int\limits_{\mathbf{R}^3}\left[\mathbf{x}\left(\mathbf{P};t-|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c\right)\right]\otimes_t\mathbf{h}\left(\mathbf{P}-\mathbf{R};t-|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c\right)d^3\mathbf{P}\,.
\end{aligned} \tag{1.15}$$

Здесь $k_0 = \omega/c$; $\otimes_t$ – операция свертки во временной области; $\mathbf{x}(\mathbf{P},t) = \Im^{-1}\left[\mathbf{x}_\omega(\mathbf{P})\right]$ – ПВ-сигнал, характеризующий радиосцену

$$\mathbf{h}(\mathbf{P}-\mathbf{R};t) = -\Im^{-1}\left[\frac{r_a\mathbf{f}_a\left(k_0\nabla|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\right)}{4\pi|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\mathrm{i}\omega\mu_0}\right] \tag{1.16}$$

– векторная импульсная характеристика антенны регистратора в позиции $\mathbf{R}$, представляющая собой его реакцию на точечный рассеивающий объект с координатой $\mathbf{P}$ на элементарный импульс $\delta\left(t+|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c\right)$, излученный в момент времени $-|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c$ на согласованной с зондом поляризации. Уравнение (1.15) является ПВ-аналогом уравнения (1.14) относительно $\mathbf{x}(\mathbf{P},t)$. В случае использования СШП-зондирующих сигналов импульсная характеристика антенн далека от идеальной – $\mathbf{h}(\mathbf{P}-\mathbf{R};t) = \mathbf{h}(\mathbf{P}-\mathbf{R})\delta\left(t-|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c\right)$, где $\mathbf{h}(\mathbf{P}-\mathbf{R})$ – характеристика, определяющая поляризационные и направленные свойства антенны.

Для описания рассеивающих свойств широкого класса объектов удобно использовать скалярную эхо-функцию (рефлективность) $\chi(\mathbf{P})$, которая характеризует рассеивающие свойства объекта (ЭПР на единицу его поперечной площади) на основной поляризации в предположении ее усреднения по спектру зондирующего сигнала i_ω.

Тогда искомый вектор в (1.14) определяется следующим образом:

$$\mathbf{x}_\omega(\mathbf{P}) = \chi(\mathbf{P}-\mathbf{R})i_\omega\mathbf{G}(\mathbf{P}-\mathbf{R}), \tag{1.17}$$

где $i_\omega \mathbf{G}(\mathbf{P}-\mathbf{R})$ – зондирующее поле на текущей частоте ω, возбуждаемое током i_ω от генератора зонд-сигнала. Подстановка (1.17) в (1.14) дает

$$\mathbf{u}_\omega(\mathbf{R}) = i_\omega \int_{\mathbf{R}^3} \chi(\mathbf{P})\left[\mathbf{G}(\mathbf{P}-\mathbf{R})\right]^2 d^3\mathbf{P}. \qquad (1.18)$$

Трансформируем (1.18) во временную область по аналогии с (1.15)

$$\mathbf{u}(\mathbf{R},t) = \hat{\mathfrak{I}}^{-1}\left\{\int_{\mathbf{R}^3} \mathbf{x}_\omega \chi(\mathbf{P})\left[\frac{r_a \mathbf{f}_a\left(K_0 \nabla|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\right)}{4\pi|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\mathrm{i}\omega\mu_0}\right]^2 d^3\mathbf{P}\right\}_{|t-2|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c} = \qquad (1.19)$$

$$= s \int_{\mathbf{R}^3} \chi(\mathbf{P})_0\left(t-2|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c\right) \otimes_t h(\mathbf{P}-\mathbf{R};t) \otimes_t h(\mathbf{P}-\mathbf{R};t)\, d^3\mathbf{P}.$$

Здесь

$$s_0(t) = \hat{\mathfrak{I}}^{-1}[i_\omega] \qquad (1.20)$$

– зонд-сигнал; а также использованы теорема свертки и обозначения из (1.15).

Уравнение (1.19) подобно (1.1) представляет собой операторное уравнение 1-го рода и может быть решено формальными методами, рассмотренными выше. В частности, полагая, что $\mathbf{h}(\mathbf{P}-\mathbf{R};t) \approx \mathbf{h}(\mathbf{P}-\mathbf{R})\delta\left(t-|\mathbf{P}-\mathbf{R}|/c\right)$, аналогом конструктивного алгоритма (1.7) в данном случае является

$$y(\mathbf{p},t) = \sum_{m=1}^{M} u_m(t)\, s_0\left[t-t_m-2|\mathbf{p}-\mathbf{R}_m|/c\right], \qquad (1.21)$$

где t_m – момент привязки излучения зонд-сигнала антенны, находящейся в позиции $\mathbf{R}_m$ ($t_m = t_1 = ... = t_M$ в случае M-элементного регистратора). Радиообраз (1.21), по существу, воспроизводится алгоритмом обратного проецирования во временной области (time domain back-projection algorithm) [9] с учетом зондирующего сигнала.

1.5. Пространственно-временное представление электромагнитного поля короткоимпульсных сверхширокополосных антенн

Анализ поля антенн, излучающих сверхширокополосные, например, наносекундные видеоимпульсные сигналы, можно проводить в пространственно-частотной или пространственно-временной областях [16–18]. Связующим инструментом при этом является преобразование Фурье. При анализе антенны в ПВ-области ее электромагнитное поле представим в виде свертки производной от возбуждающего антенну импульса (токов) с импульсной характеристикой антенны (ИХА) $\mathbf{h}$. Последняя представляет реакцию антенны (поля антенны) на возбуждающий δ-импульс. ИХА в случае зеркальной антенны представляет собой

свертку во времени ИХА облучателя с ИХА апертуры, а в случае антенной решетки – свертку ИХА одиночного элемента с ИХА решетки. Анализ поля в ПВ-представлении физически более нагляден и в ряде случаев аналитически проще.

Импульсная характеристика антенны. В наиболее обобщенном виде произвольную антенну можно рассматривать, например, как совокупность электрических и магнитных токов $\mathbf{i}^{э,м}$, распределенных по ее конечному объему $V<\infty$ (рис. 1.2), имея при этом в виду, что токи $\mathbf{i}^{э}$ представляют собой токи проводимости или поляризации, соответственно, в металлических и диэлектрических ее конструкционных элементах, а $\mathbf{i}^{м}$ – токи магнитной поляризации в магнетиках либо эквивалентные магнитные токи в ее апертуре.

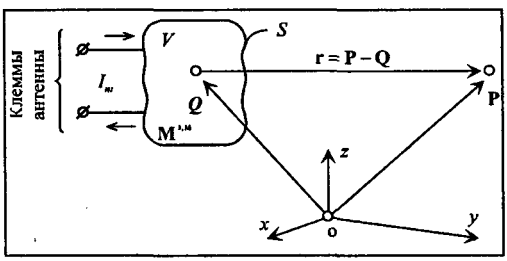


Рис. 1.2. Обобщенная геометрия задачи

Воспользуемся в качестве исходного следующим представлением электромагнитного поля антенны $\mathbf{E}(\mathbf{P})$) в произвольной точке $\mathbf{P}\notin V$, возбуждаемого суперпозицией таких токов [10]

$$\mathbf{E}(\mathbf{P})=\int_V \mathbf{M}^{э}(\mathbf{R})\left[\frac{\exp\left(-ik|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\right)}{4\pi|\mathbf{P}-\mathbf{R}|}\right]d^3\mathbf{R}\,. \qquad (1.22)$$

Здесь $\mathbf{R}\in V$, $d^3\mathbf{R}=dV$ – элемент объема V, занимаемого антенной; $k=\omega/c$ (c – скорость света);

$$\mathbf{M}^{э}=-\mathrm{i}\omega\mu_0\mathbf{i}^{э}+\left(i\omega\varepsilon_0\right)^{-1}\mathrm{graddiv}\mathbf{i}^{э}-\mathrm{rot}\mathbf{i}^{м}. \qquad (1.23)$$

Представление (1.22) удобно для демонстрации общих свойств любых антенн в ПВ-области. При анализе же конкретных антенн в дальнейшем воспользуемся тем обстоятельством, что элементарный вектор $\mathbf{M}^{э}dV$ в (1.22) по своей физической сути описывает элементарный электрический и (или) магнитный вибраторы, на которые можно разбить материальные элементы конструкции антенн.

Рассмотрим электрическое поле $\mathbf{E}(\mathbf{P})$, поскольку в точках $\mathbf{P}\notin V$ расчет магнитного поля автоматически обеспечивается вторым уравнением Максвелла. Введем в рассмотрение "обобщенное векторное АФР" антенны в виде следующего отношения вспомогательного вектора (1.23) к некому клеммному ее току I_m на текущей круговой частоте $\omega=2\pi f$

$$\mathbf{м}^{э}(\mathbf{Q})=\mathbf{M}^{э}(\mathbf{Q})/\mathrm{i}\omega I_m\,. \qquad (1.24)$$

Нормировка (1.24) является удобным приемом, позволяющим представить вектор напряженности электрического поля антенны в виде свертки производной от возбуждающего антенну "клемного" тока $i(t)$ с импульсной характеристикой антенны $\mathbf{h}$. Нормировка также позволяет согласовать размерности величин в формуле (1.25), являющейся общепринятой для поля СШП-антенн во временной области.

Трансформируем поле (1.23) во временную область посредством обратного преобразования Фурье

$$\mathbf{E}(\mathbf{P},t)=\hat{\Im}^{-1}\left[\mathbf{E}(\mathbf{P})\right]=(2\pi)^{-1}\int_{-\infty}^{+\infty}\mathbf{E}(\mathbf{P})\exp(\mathrm{i}\omega t)\,d\omega=i'(t)\otimes\mathbf{h}(t,\mathbf{P}). \quad (1.25)$$

Здесь использованы теоремы свертки $\left[\hat{\Im}^{-1}(ab)=\hat{\Im}^{-1}(a)\otimes\hat{\Im}^{-1}(b)\right]$ и ее производной $\left[\hat{\Im}^{-1}(\mathrm{i}\omega I_m)=d\hat{\Im}^{-1}(I_m)/dt=di(t)/dt\right]$, $i'=di/dt$, а также введено обозначение векторной импульсной характеристики антенны (ИХА)

$$\mathbf{h}(t,\mathbf{P})=\int_V\hat{\Im}^{-1}\left[\mathbf{M}^3(\mathbf{R})\right]\otimes\hat{\Im}^{-1}\left[\exp(-\mathrm{i}k|\mathbf{P}-\mathbf{R}|)/4\pi|\mathbf{P}-\mathbf{R}|\right]d^3\mathbf{R}=$$
$$=(4\pi)^{-1}\int_V\mathbf{h}_\mathrm{a}(t,\mathbf{R})\otimes\left[\delta(t-r/c)/r\right]d^3\mathbf{R}, \quad (1.26)$$

где $r=|\mathbf{r}|=|\mathbf{P}-\mathbf{R}|$; $\mathbf{h}_\mathrm{a}(t,\mathbf{R})=\hat{\Im}^{-1}\left[\mathbf{M}^3(\mathbf{R})\right]$ – дисперсионный фактор антенны, описывающий, например, ее резонансные свойства, апертурную дисперсию, "звон" рассогласования, многомодовость, но без учета ее фидерных устройств; $\delta(t-r/c)=\hat{\Im}^{-1}\left[\exp(-\mathrm{i}\omega r/c)\right]$ – дисперсионный фактор свободного пространства (δ –функция Дирака).

Вычисление импульсной характеристики антенны. Интегральное представление (1.26) можно рассчитывать двумя способами, которые в разной степени удобны при анализе различных типов антенн (вибраторной, апертурной, антенной решетки).

Во-первых, можно непосредственно вычислить во временной области внутреннюю свертку в (1.26) путем использования фильтрующего свойства δ -функции

$$\mathbf{h}(t,\mathbf{P})=c(4\pi)^{-1}\int_V\left[\mathbf{h}_\mathrm{a}(t-r/c,\mathbf{R})/r\right]d^3\mathbf{R}. \quad (1.27)$$

Интеграл (1.27) наиболее удобен при анализе одномерных (линейных) антенн (вибраторов, щелей, антенн бегущей волны), поскольку при этом он сводится к одномерному интегралу.

Во-вторых, можно использовать это же свойство δ-функции (от сложного аргумента) и в пространственной области, привязывая тем самым координаты интегрирования по отношению к точке наблюдения **P**, что позволяет более наглядно описать работу ряда антенн в ПВ-области и существенно упростить вычисления

$$\mathbf{h}(t,\mathbf{P}) = (4\pi)^{-1} \int\limits_{V} \int\limits_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{h}_{\mathrm{a}}(t-t',\mathbf{R}) \left[\delta(t' - \frac{r}{c}) \Big/ r \right] dt' d^3\mathbf{R} = \\ = c(4\pi)^{-1} \int\limits_{V} \int\limits_{-\infty}^{+\infty} \left[\mathbf{h}_{\mathrm{a}}(t' - \frac{r}{c}, \mathbf{R}) \Big/ r \right] dr d^2\mathbf{R}, \tag{1.28}$$

где $S \in V$ – участок поверхности сферы в пределах объема V (рис. 1.2), описываемой уравнением $t = r/c$ с геометрическим центром в точке **P**; а также использовано фильтрующее свойство δ-функции. Заметим, что последнее выражение в (1.28) содержит элемент объема $dr d^2\mathbf{Q} = dr dS$ в косоугольной системе координат, который необходимо рассчитывать с учетом кривизны сферической поверхности S, что существенно упрощается в случае анализа апертурных антенн, поскольку при этом интеграл (1.28) также сводится к одномерному (но не по прямой, а по круговой дуге), ибо при этом исчезает интегрирование по радиальному измерению r, исходящему из точки **P**, а пересечение сферы S с плоской апертурой S_{a} представляет собой упомянутую круговую дугу (см. ниже).

Полученные выражения (1.26) – (1.28) будут служить исходными для анализа ряда примеров антенн (апертурной и линейной АР), из которых видно, что временная зависимость излучаемого поля зависит не только от формы возбуждающего сигнала $i(t)$, но и от точки **P** его наблюдения.

Апертурная антенна. Полагаем, что поле излучения апертурной антенны (рис. 1.3) формируется только синхронными эквивалентными электрическими и магнитными токами в апертуре S_{A} (в приближении Кирхгофа $\mathbf{i}^{\mathrm{M}}_S(x,y) = [\mathbf{E}(x,y), \mathbf{z}_0]\delta(z)$, $\mathbf{i}^{\mathrm{э}}_S(x,y) = [\mathbf{H}(x,y), \mathbf{z}_0]\delta(z)$, где $\mathbf{E} = \mathbf{x}_0 E$ и $\mathbf{H} = \mathbf{y}_0 H$ – электрическое и магнитное поля в апертуре антенны, поляризация выбрана вдоль оси x, $\delta(z)$ – дельта функция). Для модельной задачи полагаем, что $E/H = W = 120\pi$, а амплитудное распределение – $E(\rho)$.

Подставляя токи в (1.23) для вспомогательного вектора и учитывая, что $\mathrm{div}\mathbf{i}^{\mathrm{э}} = 0$, имеем

$$\mathbf{m}^{\mathrm{э}}(\rho) = -\mathrm{i}\omega\mu_0 \mathbf{i}^{\mathrm{э}}(\rho) - \mathrm{rot}\,\mathbf{i}^{\mathrm{M}}(\rho). \tag{1.29}$$

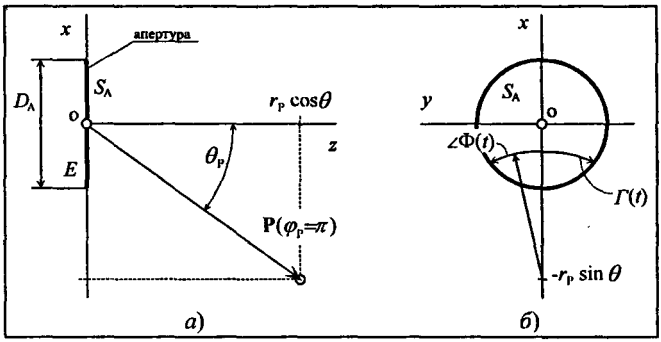


Рис. 1.3. Обобщенная апертурная антенна

Рассуждая аналогично случаю вибраторной антенны для дисперсионного фактора круглой апертуры $\mathbf{h}_a(t,\mathbf{R}) = \hat{\Im}^{-1}\left[\mathbf{m}^э,(\mathbf{R})\right]$ получаем

$$\mathbf{h}_a(t,\mathbf{Q}) \approx \mathbf{h}_y(t,\rho,\varphi,\theta) = 4\mathbf{F}_{ЭГ}(\varphi,\theta)\delta(t)e(\rho)/c\,, \qquad (1.30)$$

где знак приближения "≈" обусловлен аппроксимацией вектора $\mathbf{m}^э$ с помощью элемента Гюйгенса с векторной нормированной диаграммой направленности $\mathbf{F}_{ЭГ}(\varphi,\theta) = (\theta_0\cos\varphi - \varphi_0\sin\varphi)(1+\cos\theta)/2$; при этом учтено, что $\delta(t) = \hat{\Im}^{-1}(1)$ и $e(\rho) = E(\rho)/E_m$ – нормированное АФР поля в апертуре антенны.

При вычислении ИХА произвольной апертурной антенны для перехода в каждый момент времени от интегрирования по поверхности апертуры к интегрированию по линии воспользуемся формулой (1.26) (или (1.28)), преобразуя ее с помощью формулы интегрирования подынтегрального выражения, содержащего δ -функцию от сложного аргумента

$$\mathbf{h}(t,r_P,\varphi_P,\theta_P) = c(4\pi)^{-1}\int_{S_A}\left[\mathbf{h}_a\left(t-\frac{r}{c},\mathbf{R}\right)\Big/ r\left|\mathrm{grad}_Q(r)\right|\right]d^2\mathbf{R}\,, \qquad (1.31)$$

где $\mathrm{grad}_{\mathbf{R}}$ – операция по переменной $\mathbf{R}\in S_A$, описывающей координаты точек апертуры, причем здесь она обусловлена неортогональностью координаты r к x, y.

Функция $\mathbf{h}_a(t,\mathbf{R})$ определена в (1.30), а $r\left|\mathrm{grad}_{\mathbf{R}}(r)\right|$ рассчитывается аналитически

$$r\left|\,\mathrm{grad}_{\mathbf{R}}(r)\,\right| = r\left|\,\mathbf{x}_0\frac{dr}{dx} + \mathbf{y}_0\frac{dr}{dy}\,\right| = \left[r^2 - (r_P\cos\theta_P)^2\right]^{0,5} = b\,, \qquad (1.32)$$

где учтено, что в выбранных декартовой и сферической системах координат $r = \left[(r_P\cos\theta_P)^2 + (r_P\cos\varphi_P\sin\theta_P - x)^2 + (r_P\sin\varphi_P\sin\theta_P - y)^2\right]^{0,5}$; а b –

радиус дуги $\Gamma(t)$, по которой апертуру S_A пересекает сфера с радиусом r и центром в точке **P** со сферическими координатами r_P, θ_P, φ_P (рис. 1.3, *б*).

Подставим (1.30) и (1.32) в (1.31) и учтем еще раз фильтрующее свойство δ-функции

$$\mathbf{h}(t, r_P, \varphi_P, \theta_P) = c\pi^{-1} \int_S \mathbf{F}_{ЭГ}(\varphi, \theta) \delta\left(t - \frac{r}{c}\right) e(\rho) b^{-1} dS = \\ = [\pi b(t)]^{-1} \mathbf{F}_{ЭГ}(\varphi, \theta) \int_{\Gamma(t)} e(\rho) d\Gamma, \quad (1.33)$$

где $b(t) = \left[(ct)^2 - (r_P \cos\theta_P)^2\right]^{0,5}$ – радиусы расширяющейся дуги $\Gamma(t)$ в моменты времени $t > r_P \cos\theta / c = z/c$, при которых ИХА (1.33) отлична от нуля, а $z = r_P \cos\theta / c$ – декартовая координата точки **P**.

При равномерном распределении $e(\rho)$ интеграл в (1.33) рассчитывается аналитически с учетом того, что переменная от времени длина дуги $\Gamma(t)$ в пределах апертуры S_A определяется ее радиусом b и углом $\Phi(t)$, выраженном в радианах (рис. 1.3,*б*):

$$\mathbf{h}(t; r_P, \varphi_P, \theta_P) = \left[\pi b(t)\right]^{-1} \mathbf{F}_{ЭГ}(\varphi_P, \theta_P) b(t) \Phi(t) = \\ = (2\pi)^{-1} (\theta_0 \cos\varphi_P - \varphi_0 \sin\varphi_P)(1 + z/ct)\Phi(t). \quad (1.34)$$

Опуская в (1.34) единичный (по модулю) вектор поляризации апертурной антенны $(\theta_0 \cos\varphi_P - \varphi_0 \sin\varphi_P)$ и вычисляя $\Phi(t)$, в случае круглого раскрыва можно получить выражения для скалярной ИХА*. Ограничимся ее записью в дальней зоне ($r_P^2 > 2D_A^2 / \lambda_{min}$), где дуга $\Gamma(t)$ аппроксимируется отрезками прямых

$$h(t'; \theta) = \begin{cases} 0, & \text{при } 0{,}5 D_A \sin\theta < |ct'| \\ \dfrac{2\left[(0{,}5 D_A \sin\theta)^2 - (ct')^2\right]^{0,5}}{r \sin^2\theta}, & \text{при } |ct'| < 0{,}5 D_A \sin\theta, \end{cases} \quad (1.35)$$

где $t' = t - r/c$; $h(t', \theta) r \to \pi a^2 \delta(t')$ при $\theta \to 0$.

На рис. 1.4 изображена ИХА в дальней зоне круглой апертурной антенны для пяти различных угловых направлений, где t/t_A – нормированное время, $t_A = D_A / c$ – время заполнения апертуры. При увеличении угла места ИХА расширяется, что сказывается на длительности реального импульса, формируемого в данном направлении.

---

* Skulkin S. P., Turchin V. I. // IEEE Transactions Antennas and Propogation, 1999,. vol. 47, no. 5,.p.929.

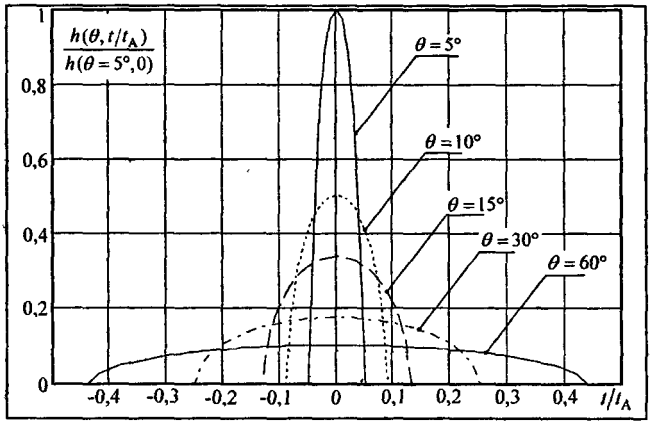


Рис. 1.4. Импульсные характеристики в дальней зоне круглой апертурной антенны

Сканирующая линейная антенная решетка. Для антенной решетки ИХА (1.26) можно представить в виде

$$\mathbf{h}(t,\mathbf{P})=\sum_{n=1}^{N}\mathbf{h}_n(t,\mathbf{P})\,. \qquad (1.36)$$

Здесь N – число элементов АР; $\mathbf{h}_n(t,\mathbf{P})$ – ИХА n-го излучателя АР с учетом временной задержки τ_n его возбуждения в асинхронной АР, фокусируемой в точку $\mathbf{P}_0(r_0,\theta_0,\varphi_0)$ $-\mathbf{P}_0=r_0\left[\sin\theta_0(\mathbf{x}_0\cos\varphi_0+\mathbf{y}_0\sin\varphi_0)+\mathbf{z}_0\cos\theta_0\right]$.

Полагая элементы АР идентичными с ИХА, равными $\mathbf{h}_0(t,\mathrm{P})$ и обозначая через $\mathbf{R}_n$ радиус-вектор n-го элемента, имеем $\mathbf{h}_n(t,\mathbf{P})=\mathbf{h}_0(t-\tau_n,\mathbf{P}-\mathbf{R}_n)$, $\tau_n=\left|\mathbf{P}_0-\mathbf{R}_n\right|/c-r_0/c$. Тогда для линейной эквидистантной АР, расположенной на оси z (полагая, что элемент АР излучает в верхнее полупространство $0\le\theta\le\pi$, рис. 1.5) можно записать

$$\mathbf{h}_{\mathrm{AP}}(t;r,\theta)=\sum_{n=1}^{N}\mathbf{h}_0(t-\tau_n;r_n,\theta_n)\,, \qquad (1.37)$$

где $r_n=\left[r_0^2-2r_0nd\cos\theta+(nd)^2\right]^{0,5}$, $\tau_n=r_n/c-r_0/c$, $\theta_n=\arcsin(r\sin\theta/r_n)$.

В случае дальней зоны, при $r>2(Nd)^2/\lambda_{\min}$, фокусируясь в точку $\mathbf{P}_0$, имеем $\tau_n=nd\cos\theta_0/c$, $r_n=r-nd\cos\theta$, $\theta_n=\theta$, а ИХА АР представим в виде

$$\mathbf{h}_{\mathrm{AP}}(t;r,\theta,\theta_0)=\sum_{n=1}^{N}\mathbf{h}_0(t-\tau_n;r_n,\theta)=$$

$$=\sum_{n=1}^{N}\int_{-\infty}^{+\infty}\delta(t'-\tau_n+nd\cos\theta/c)\mathbf{h}_0(t-t';r,\theta)dt'=\mathrm{comb}_N(t)\otimes\mathbf{h}_0(t,r,\theta). \qquad (1.38)$$

Здесь $\mathrm{comb}_N(t)=\sum_{n=1}^{N}\delta\left(t-\tau_n+nd\cos\theta/c\right)$ – "гребенка" Дирака из N эвидистантных δ-импульсов.

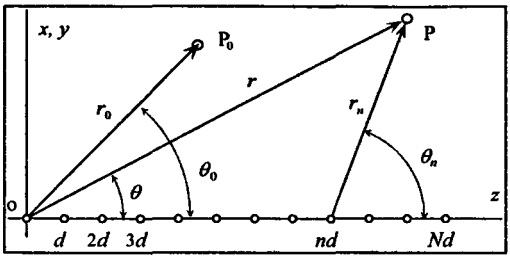


Рис. 1.5. Геометрия антенной решетки

Соотношение (1.38) по своему физическому смыслу соответствует теореме перемножения антенных решеток, причем компонента $\mathrm{comb}_N(t)$ свертки аналогична множителю направленности АР, а компонента $\mathbf{h}_0$ – ДН одиночного излучателя. Например, в случае $\theta=\theta_0$ "сверточный сомножитель" равен $\mathrm{comb}_N(t)=N\delta(t)$, что согласуется с синхронной АР, главный максимум нормированного множителя направленности которой равен N (при равномерном амплитудном распределении).

При $\theta\neq\theta_0$ ИХА $\mathbf{h}_0$ излучателей размывается "гребенкой" на временном интервале $\tau_N(\theta,\theta_0)=\tau_{\mathrm{AP}}(\cos\theta-\cos\theta_0)\approx-\tau_{\mathrm{AP}}\sin(\theta_0)\sin(\theta-\theta_0)$, где $\tau_{\mathrm{AP}}=Nd/c$ – постоянная времени АР, причем $-2\tau_{\mathrm{AP}}\le\tau_N(\theta,\theta_0)\le 2\tau_{\mathrm{AP}}$.

Вследствие эффекта "размытия" ИХА сверхширокополостная антенная решетка вне ее главного луча характеризуется удлиненным в $\sim N$ раз фоном, интенсивность которого в среднем меньше, чем у главного максимума также в $\sim N$ раз. Способом укорочения длительности этого фона является сокращение межэлементного расстояния d в эквидистантных АР либо неэквидитстантное размещение.

Результаты расчетов ИХА 10-элементной АР ($N=10$) при различных углах сканирования θ_0 и отношениях d/D_{A} (D_{A} –диаметр круглого элемента, d – шаг между элементами) представлены на рис. 1.6., из которого видно, что, во-первых, в направлениях $\theta=\theta_0$ ИХА АР совпадает с ИХА одного элемента АР с увеличенной в N раз амплитудой, во-вторых, происходит расширение ИХА пропорционально $\cos\theta_0$, и в-третьих, ИХА преобретает лепестковый во времени характер (число лепестков равно числу элементов АР –N), что приводит к специфическому «звону», свойственному только АР.

С увеличенем d/D_{A} возрастает расстояние между временными лепестками. При этом увеличивается общая длительность ИХА (пропорционально $Nd\cos\theta$), а отношение периода повторения лепестков к их длительности (скважность) остается неизменной, равной d/D_{A}.

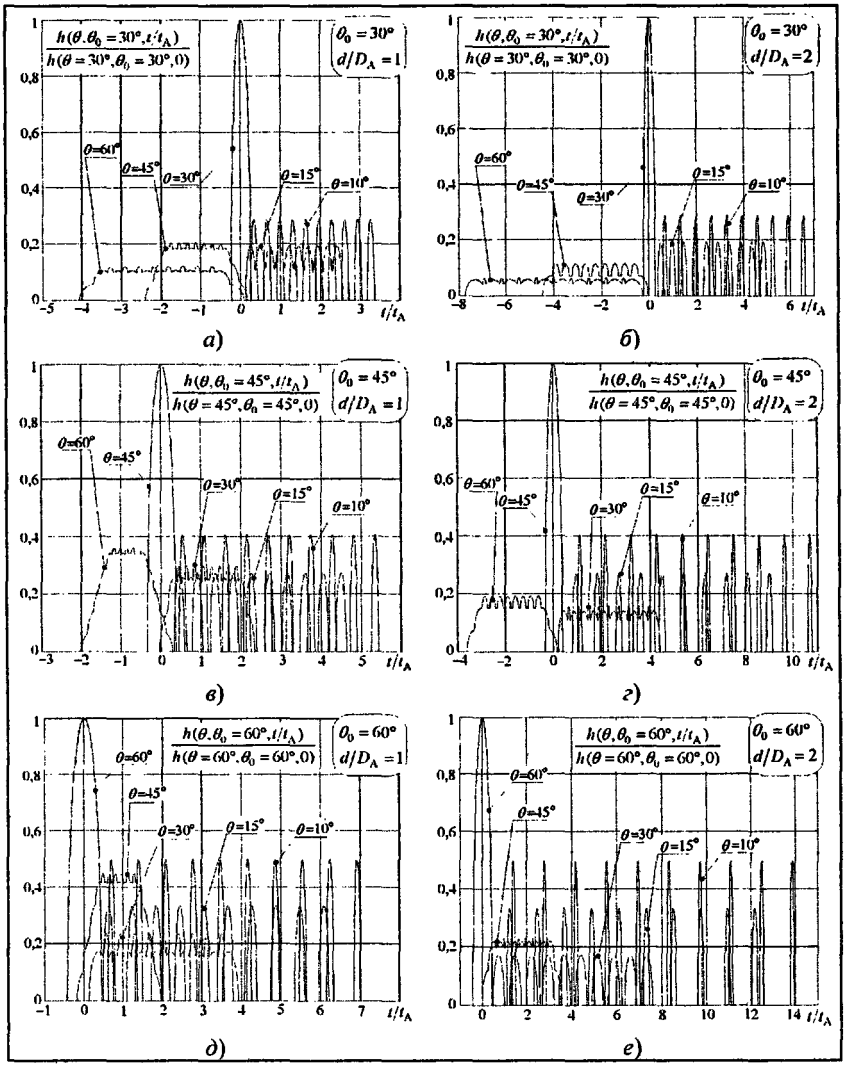


Рис. 1.6. Импульсные характеристики в дальней зоне круглой апертурной антенны

На рис. 1.7 представлены сигналы в дальней зоне круглой апертурной антенны с $\tau_A/\tau_И = 1$ и 5, возбуждаемой гауссовым импульсом $i_G(t) = i_0 \exp\left[-0{,}5(t/t_p)^2\right]$, где $\tau_p = 0{,}233\tau_И$ – характеристическое время, а $\tau_И$ – длительность импульса по уровню 0,1 для углов наблюдения $\theta = 5, 30, 60°$, рассчитаные по формуле (1.25).

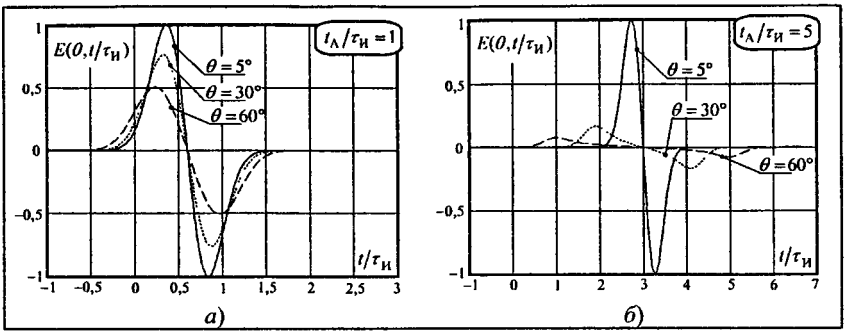


Рис. 1.7. Сигналы в дальней зоне круглой апертуры

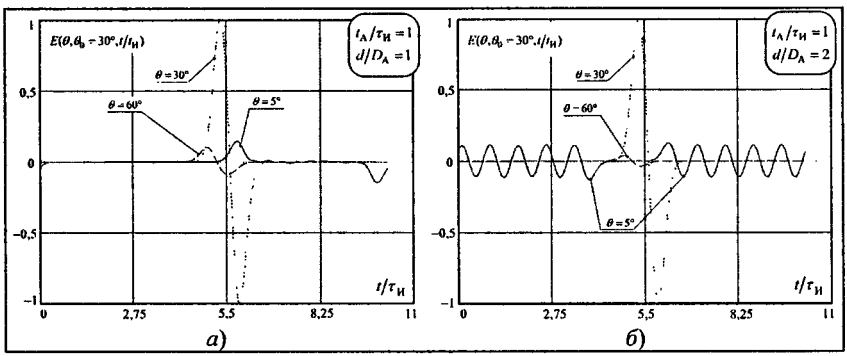


Рис. 1.8. Сигналы в дальней зоне сканирующей АР.

На рис. 1.8 представлены сигналы в дальней зоне 10-элементной АР с шагом $d/D_A = 1$ и 2, составленной из круглых апертурных элементов с $\tau_A/\tau_И = 1$, возбуждаемой гауссовым импульсом, для углов наблюдения $\theta = 5, 30, 60°$ и углом сканирования $\theta = 30°$, рассчитанных по формуле (1.25), где вместо ИХА элемента используется ИХА антенной решетки.

Представленные выше соотношения могут быть получены также, например, для прямоугольных апертур и соответствующих А Р .

Коэффициент направленного действия СШП-антенн. Воспользуемся определением КНД апертурной антенны, излучающей несинусоидальные сигналы*, как отношением плотности потока энергии сигнала в точке приема в направлении максимума излучения антенны, к среднему потоку энергии той же антенны при равномерном излучении ее во всех направлениях

* Зернов Н.В., Меркулов Г.В. Энергетические характеристики апертурных антенн. – Радиотехника, 1991, № 1, с. 68-71

$$\text{КНД}(\theta=0)=(\pi c^2)^{-1}S_{\text{Э}}\frac{\int_0^{\tau}\left[dE(t)/dt\right]^2dt}{\int_0^{\tau}E^2(t)dt}=(\pi c^2)^{-1}S_{\text{Э}}\frac{\int_{-\infty}^{+\infty}\omega^2|S(\omega)|^2d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty}|S(\omega)|^2d\omega}, \quad (1.39)$$

где $S_{\text{Э}}$ – эффективная поверхность апертурной антенны, $E(t)$ – временная зависимость электрического поля в апертуре, а $S(\omega)$ – его спектр (при этом безусловно структура сигнала должна обеспечивать сходимость соответствующих интегралов).

Выражение (1.39) для КНД СШП-апертур можно обобщить и на СШП-АР, излучающих негармонические сигналы. Будем считать, как и ранее, что рассматриваемая АР представляет собой прямолинейную эквидистантную решетку из идентичных апертурных излучателей. Воспользуемся принципом суперпозиции, учитывая (1.25) и полагая, что АР излучает в верхнюю полусферу, запишем по аналогии с (1.39) представление КНД АР в направлении сканирования

$$\text{КНД}_{\text{АР}}(\theta=\theta_0)=4\pi\frac{\int_{-\infty}^{\infty}\left\{\left[dE(t)/dt\right]\otimes h_{\text{АР}}(t,\theta=\theta_0)\right\}^2dt}{\oint_{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left\{\left[dE(t)/dt\right]\otimes h_{\text{АР}}(t,\theta,\theta_0)\right\}^2\quad dtd\Omega}, \quad (1.40)$$

где $d\Omega=\sin\theta d\theta d\varphi$.

Используя соотношения (1.35) и (1.38) можно построить зависимость $\text{КНД}_{\text{АР}}$ в функции угла сканирования θ_0, а также получить пиковую и энергетическую ДН.

Выводы

Электродинамическая формализация этапов регистрация-реконструкция в виде операторного уравнения 1-го рода, где объектами, подлежащими восстановлению по результатам измерений рассеянного поля, являются токи проводимости и поляризации, эквивалентные электрические и магнитные токи, а в качестве ядра служат функции Грина, диаграммы направленности регистрирующих антенн или их импульсные характеристики, позволяет выявить общность восстановления радиоизображений независимо от конкретного метода.

Прямые алгоритмы реконструкции (конструктивный, оптимальный в среднем и регуляризированный) указывают на взаимосвязь процедур регистрация-реконструкция для достижения заданного "качества" радиоизображения, а также возможность, целена-

правленно изменяя базис, осуществлять избирательное восстановление радиосцены.

При использовании широкополосных (сверхширокополосных) сигналов для формирования радиоизображений целесообразно процедуры регистрация-реконструкция рассматривать не в пространственно-частотной, а в пространственно-временной области. Анализ поля антенн (антенных решеток), излучающих сверхширокополосные, например, наносекундные видеоимпульсные сигналы в пространственно-временной области с использованием импульсной характеристики, зависящей от времени и угловых координат, в ряде случаев физически более нагляден и аналитически проще. В случае зеркальной антенны ИХА представляет собой свертку во времени ИХА облучателя с ИХА апертуры, а в случае решетки – свертку ИХА одиночного элемента с ИХА решетки.

Литература к главе 1

1. *Лейт Э.* Квазиголографические методы в диапазоне СВЧ.– ТИИЭР, 1971, т. 59, № 9, с. 23–42.
2. *Сафронов Г.С., Сафронова А.П.* Введение в радиоголографию.– М.: Сов. радио, 1973.
3. *Бахрах Л.Д., Курочкин А.П.* Голография в микроволновой технике.– М.: Сов. радио, 1979.
4. Методы и устройства радио- и акустической голографии. / Под ред. *Л.Д. Бахраха, А.П. Курочкина.*– Л.: Наука, 1980.
5. *Антипов В.Н., Горяинов В.Т,. Кулин А.Н и др.* Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры.– М.: Радио и связь, 1988.
6. Пространственно-временная обработка сигналов. / Под ред. *И. Я. Кремера.*– М.: Радио и связь, 1984.
7. *Василенко Г.И., Тараторин А.М.* Восстановление изображений.– М.: Радио и связь,1986.
8. *Воронин Е.Н., Шашенков В.Ф.* Микроволновая селективная голография.– М.: Радио и связь, 2003.
9. *Daniels, D.J.* Surface-Penetrating Radar.– London: The Institution of Electronical Engineers, 1996.
10. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн.– М.: Энергия, 1983.
11. *Марков Г.Т., Сазонов Д.М.* Антенны.– М.: Энергия, 1975.
12. *Ректорис К.* Вариационные методы в математической физике и технике.: Пер. с англ.– М.: Мир, 1985.
13. *Воеводин В.В., Кузнецов Ю.А.* Матрицы и вычисления.– М.: Наука, 1984.
14. *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач.– М.: Наука, 1979.
15. *Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В., Ягола А.Г.* Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация.– М.: Наука, 1983.
16. *Астанин Л.Ю., Костылев А.А.* Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений.– М.: Радио и связь, 1994.
17. Ultrawideband Radar Technology. / Edition by *James D.Taylor.*– London, New Work: CRC Press., 2000, p.424.
18. *Подосенов С.А., Потапов А.А., Соколов А.А.* Импульсная электродинамика широкополосных радиосистем и поля связанных структур. / Под ред. *А.А. Потапова.*– М.: Радиотехника, 2003г.

Глава 2

Обратные задачи подповерхностного зондирования*

Традиционные процедуры интерпретации результатов подповерхностного зондирования и идентификации объектов возлагаются на оператора, что снижает достоверности интерпретации и оперативность мониторинга и существенно сдерживает использование РПЗ для решения широкого спектра задач. Повышение достоверности диагностики и идентификации подповерхностных областей и объектов по результатам радиозондирования возможно на основе реконструкции их геометрических и электрофизических параметров, что приводит к необходимости решения обратных задач рассеяния (разработка подобных аппаратных и программных технологий находится в центре внимания [1–5]). При их решении, как правило, можно выделить несколько групп задач: формирование радиоизображений, локализация и реконструкция внешних границ объектов, реконструкция профилей объектов и их электрофизических параметров (публикации: [6–8] – томографические алгоритмы для двух- и трехмерных задач; [9–13] – регуляризирующие алгоритмы А.Н. Тихонова; [14, 15] – генетические (или гибридные) алгоритмы; [16] – метод конечных разностей во временной области).

Обратные задачи подповерхностного зондирования целесообразно разделить на два класса.

Первый класс – структурные задачи (мониторинг дорожных покрытий, взлетно-посадочных полос, мостов и т.п.), для которых априорная информация может быть получена из соответствующей строительной документации. Последняя позволяет установить связь между структурой покрытий и их электрофизическими параметрами. Для этого класса задач в качестве основных электродинамических моделей выбираются слоистая (квазислоистая) среда, где $\varepsilon(x,y,z)=\varepsilon_i$ при $Z_{i-1}(x,y)<Z<Z_i(x,y), i=1...,N$; $Z=Z_{i-1}(x,y)$ и $Z=Z_i(x,y)$ – поверхности, ограничивающие i-й слой переменной толщины $h_i(x,y)=Z_{i-1}(x,y)-Z_i(x,y)$, причем $Z_0=0$ и $Z_n=\infty$.

Второй класс – поисковые задачи (поиск локальных неоднородностей в грунте, строительных коммуникаций, мин и т.п.). Для этого класса задач в качестве основных электродинамических моделей выбираются слоистая (квазислоистая) среда с локальными цилиндрической, сферической или эллиптической неоднородностями, расположенными наклонно к границе раздела.

---

* Авторы: Гринев А. Ю., Гиголо А. И.

В случае поисковой диагностики структурные задачи являются вспомогательными, так как они позволяют определить электрофизические параметры подповерхностной области. Первый класс задач имеет достаточно высокий объем априорной информации, для второго класса уровень такой информации существенно ниже.

2.1. Стратегия подповерхностного зондирования

Общая схема получения и интерпретации изображения подповерхностной радиосцены представляется следующим образом (рис. 2.1).

На *первом этапе* осуществляется съем пространственно-временных выборок рассеянного подповерхностными объектами поля (с учетом выбора размера области, шага дискретизации, поляризационного базиса) [17].

Второй этап связан с определением геометрических и электрофизических параметров подповерхностной области, которая аппроксимируется плоско-слоистой (квазислоистой) структурой [9, 12, 13, 18–20].

На *третьем этапе* формируется изображение зондируемой подповерхностной области голографическим [21, 22], спектральным мето-

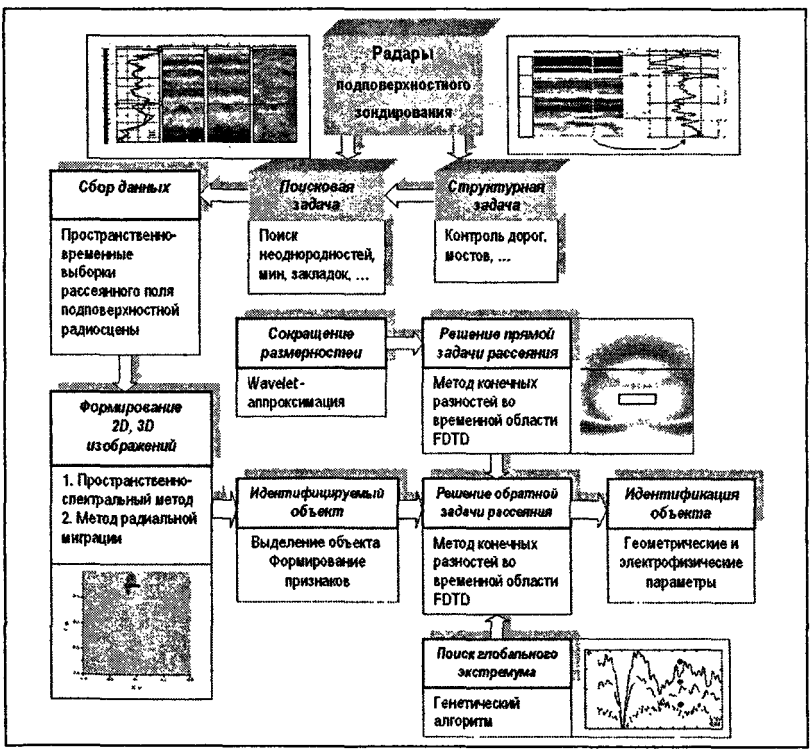


Рис. 2.1. Стратегия подповерхностного зондирования

дами [6], методом дальностной миграции [23, 24] и т.п. Построенное изображение позволяет локализовать неоднородности, находящиеся в исследуемой области, что позволяет подойти к их диагностике – определению геометрии и электрофизических параметров объекта.

Четвертый этап использует один из возможных подходов, базирующихся на идеях решения обратных задач рассеяния – методе вычислительной диагностики (МВД) [9, 25], основанных на минимизации некоторого сглаживающего функционала, состоящего из функционала невязки между результатами измерений выборок рассеянного объектами электромагнитного поля и результатами решения модельной прямой задачи, а также стабилизирующего функционала, который учитывает априорную информацию об электрофизических (ε, σ) и геометрических параметрах зондируемого объекта (среды). Для решения прямой задачи используется метод конечных разностей во временной области (КРВО)) [26,27], а для минимизации функционала применяются генетические алгоритмы [28–30].

Для реализации подобной стратегии необходимо в арсенале аппаратно-программных средств радаров подповерхностного зондирования иметь:

электродинамические модели подповерхностных сред и объектов, метод и алгоритмы решения обратной задачи рассеяния по результатам измерений выборок рассеянного объектами электромагнитного поля при их зондировании СШП-короткоимпульсными сигналами;

алгоритмы и программное обеспечение решения прямой задачи рассеяния от подповерхностных сред и объектов на основе метода конечных разностей во временной области при их зондировании СШП-короткоимпульсными сигналами;

алгоритмы и программное обеспечение на основе генетических алгоритмов для устранения ложных решений при минимизации невыпуклого многопараметрического сглаживающего функционала в методе вычислительной диагностики;

программный комплекс, реализующий все этапы метода вычислительной диагностики для определения геометрических и электрофизических параметров подповерхностной радиосцены.

2.2. Метод вычислительной диагностики

Задачи реконструкции геометрических и электрофизических параметров подповерхностных областей и объектов по результатам радиозондирования относятся к классу обратных задач рассеяния. При их реализации используются две группы методов.

Первая группа – точные методы, использующие математически строгие процедуры восстановления коэффициентов дифференциальных уравнений по измеренным выборкам рассеянного радиополя с привле-

чением асимптотических свойств решений этих уравнений в спектральной области [4, 5]. Использование этого подхода при диагностике подповерхностных областей и объектов представляется достаточно проблематичным.

Вторая группа – методы основанные на минимизации невязки между результатами измерений и численного моделирования для простых, но достаточно адекватных моделей зондируемых сред и объектов, например [31-39].

Постановка задачи распознавания объектов $\mathbf{x}$ сводится к определению их геометрических и электрофизических параметров $(\varepsilon, \mu, \sigma)$ по измеренным характеристикам рассеянного поля $\mathbf{u}$ (в полосе частот и пространственном угловом секторе), которые связаны операторным уравнением

$$\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{u}, \quad \mathbf{x} \in X, \quad \mathbf{u} \in U, \tag{2.1}$$

где $\mathbf{A}$ – вполне непрерывный материальный оператор, X и U – метрические пространства.

Определение $\mathbf{u}$ по известным $\mathbf{x}$ представляет собой прямую задачу, устойчивую по входным данным; обратной же задачей является определение $\mathbf{x}$ по наблюдаемому полю. Обратный вполне непрерывному оператор $\mathbf{A}^{-1}$ неограничен на паре пространств X и U, и задача определения $\mathbf{x} \in X$ по заданному $\mathbf{u} \in U$ неустойчива, т.е. двум относительно сильно отличающимся характеристикам объекта могут отвечать близкие экспериментально наблюдаемые поля.

Измеряемое рассеянное поле всегда содержит определенную ошибку $\|\mathbf{u} - \mathbf{u}_\Delta\| \le \Delta \approx \Delta_и + \Delta_м$, где $\Delta_и$ – погрешность измерений (влияние аппаратурных и внешних помех) и $\Delta_м$ – ошибка модельного приближения, связанная с тем, что реальные характеристики объекта $\mathbf{x}$ не соответствуют тому классу моделей объекта, для которого определен оператор $\mathbf{A}$. Заметим, что модельные ошибки $\Delta_м$ обычно значительно больше, чем ошибки измерений $\Delta_и$. Именно поэтому повышение эффективности решения обратных задач подповерхностной радиолокации существенно связано с разработкой эффективных электродинамических моделей и методов. Наличие неточной информации о рассеянном поле означает, что вместо уравнения (2.1) для определения параметров объекта $\mathbf{x}$ следует использовать условие

$$\|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{u}_\Delta\|_U^2 \le \Delta^2, \tag{2.2}$$

где $\|\cdot\|_U$ – норма в пространстве U.

Таким образом уравнение (2.1) удовлетворяется с точностью до Δ, с которой определено рассеянное электромагнитное поле. Все параметры

объекта $\mathbf{x}_\Delta = (\mathbf{x}_\Delta^{(1)}, \mathbf{x}_\Delta^{(2)}, \mathbf{x}_\Delta^{(3)}, ..., \mathbf{x}_\Delta^{(m)})$, удовлетворяющие условию (2.2), образуют множество эквивалентных решений обратной задачи X_Δ. К множеству эквивалентных решений принадлежит и истинное значение $\mathbf{x}_0$.

Если обратная задача устойчива, то все эквивалентные по точности параметры объекта $\mathbf{x}_\Delta \in X_\Delta$ близки между собой, и существует максимальное уклонение между эквивалентными параметрами

$$\delta = \sup_{\mathbf{x}_\Delta \in X_\Delta} \left\| \mathbf{x}_\delta^{(1)} - \mathbf{x}_\delta^{(2)} \right\|_X . \qquad (2.3)$$

Величина $\delta(\Delta)$ характеризует максимальную погрешность решения обратной задачи. Если обратная задача неустойчива, то $\delta \to \infty$, т.е. малым погрешностям в определении рассеянного поля соответствует сколь угодно большая погрешность в определяемых параметрах объекта. Возникает необходимость выделить из $\mathbf{x}_\Delta$ решение, ближайшее к $\mathbf{x}_0$.

При *первом подходе* преодоление этих трудностей при решении обратных задач подповерхностной радиолокации возможно на основе выделения компактного класса математических моделей строения сред и объектов $X_к$. Обоснование дополнительных условий на входные данные $\mathbf{u}$, которые должны обеспечить принадлежность решений обратной задачи классу $X_к$, впервые было проведено А.Н. Тихоновым. Для широкого класса обратных задач существует априорная информация о характере искомого решения (его монотонность, гладкость и т.п.), используя которую можно строить эффективные алгоритмы приближенного решения некорректных задач [32, 34]. В дальнейшем это направление интенсивно развивалось в работах М.М. Лаврентьева, В.К. Иванова и других авторов [40, 41].

На таком компактном классе $X_к$ обратный оператор $\mathbf{A}^{-1}$ оказывается непрерывным и, по существу, исходная некорректная задача заменяется корректной задачей на классе $\mathbf{x} \in X_к$ допустимых решений. Область эквивалентности сужается и мы получаем конечную погрешность в решении обратной задачи. Отметим, что δ зависит не только от погрешности в определении рассеянного поля Δ, но и от выбранного компактного класса моделей строения среды и объекта $X_к$. Это математически выражает тот факт, что использование априорной информации о параметрах среды и объекта (на основе чего строится модельный класс $X_к$) позволяет повысить достоверность диагностики и вероятность обнаружения и идентификации объектов.

Метод решения обратной задачи, основанный на построении компактного класса моделей, в котором ищется решение, фактически является методом подбора и осуществляется следующим образом. На основе априорной информации строится параметрическое семейство моделей строения объекта $\mathbf{x} = (\mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}, \mathbf{x}^{(3)}, ..., \mathbf{x}^{(m)})$, представляющее собой набор решений неизвестных допустимых $\mathbf{x} \in X$ электрофизических и геометрических параметров зондируемого объекта. Определенное таким образом семейство моделей строения объекта должно, с одной стороны, достаточно полно описывать практические ситуации, а с другой – определяться небольшим числом параметров модели, что дает устойчивость решения обратной задачи.

Приближенное решение обратной задачи $\tilde{\mathbf{x}}_\Delta$ определяется значениями параметров $(\tilde{\mathbf{x}}_\Delta^{(1)}, \tilde{\mathbf{x}}_\Delta^{(2)}, \tilde{\mathbf{x}}_\Delta^{(3)}, ..., \tilde{\mathbf{x}}_\Delta^{(m)})$, при которых достигается минимальное уклонение вычисленного поля $\mathbf{Ax}$ от измеренного $\mathbf{u}_\Delta$, т.е.

$$\left\| \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{u}_\Delta \right\|_U^2 = \inf_{\mathbf{x} \in Y_\kappa} \left\| \mathbf{Ax} - \mathbf{u}_\Delta \right\|_U^2 . \qquad (2.4)$$

Описанный метод подбора позволяет получить устойчивое решение только в случае грубой (малопараметрической) модели.

Если расширить модельный класс, чтобы в нем находилась модель, близкая к реальному строению объекта, то метод подбора становится слабо устойчивым, т.е. возникает так называемая практическая неустойчивость [9, 25]. Последняя свойственна, например, численному решению (2.4) для многоэкстремальных, подлежащих минимизации функционалов. В частности, такой класс моделей строения среды образует слоистооднородная (квазислоистая) среда с конечным числом слоев и ограниченным изменением толщины слоев и ее электрофизических параметров. Практическая неустойчивость означает, что в широком множестве эквивалентных решений обратной задачи $X_\Delta \cap X_\kappa$ задача хотя и устойчива (за счет компактности X_κ), но ошибка δ в решении обратной задачи согласно (2.2) при конечной погрешности Δ в измеряемом рассеянном поле может быть очень велика. Вновь возникает необходимость выделить из $\tilde{\mathbf{x}}_\Delta$ решение, ближайшее к $\mathbf{x}_0$. Выбор критерия нахождения глобального минимума из $\tilde{\mathbf{x}}_\Delta = (\tilde{\mathbf{x}}_\Delta^{(1)}, \tilde{\mathbf{x}}_\Delta^{(2)}, \tilde{\mathbf{x}}_\Delta^{(3)}, ..., \tilde{\mathbf{x}}_\Delta^{(m)})$ должен осуществляться на, основе дополнительных требований к $\tilde{\mathbf{x}}_{\Delta\text{opt}}$ с учетом специфики решаемой задачи сужением области допустимых значений параметров модели.

Второй подход к обратным задачам связан с работами А.Н. Тихонова по разработке регуляризирующих алгоритмов и впервые сформулиро-

ван в [42]. Построение приближенного решения обратной задачи должно базироваться на учете априорной информации о ее решении и согласовываться с величиной погрешности Δ в наблюдаемом поле (2.2). Для класса стабилизируемых множеств X приближенное решение обратной задачи решается с помощью построения сглаживающего функционала

$$\Phi_\alpha(\mathbf{x}, \mathbf{A}, \mathbf{u}_\Delta) = \|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{u}_\Delta\|_U^2 + \alpha\Omega(\mathbf{x}), \tag{2.5}$$

состоящего из функционала невязки между результатами измерений рассеянного поля $\mathbf{u}_\Delta$ и модельной прямой задачей $\mathbf{A}\mathbf{x}$, а также стабилизирующего функционала $\Omega(\mathbf{x})$, который учитывает априорную информацию об объекте $\mathbf{x}_0$, представляющую собой набор неизвестных электрофизических и геометрических параметров зондируемого объекта, α – параметр регуляризации. В настоящее время имеется большое разнообразие методов построения регуляризирующих алгоритмов и выбора стабилизирующего функционала.

В частности, если известна некоторая априорная информация о параметрах объекта $\mathbf{x}_0$, то стабилизирующий функционал выбирается в виде $\Omega(\mathbf{x}, \mathbf{x}_0) = \|q_n(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0)\|_X^2$, где q_n – коэффициент, характеризующий степень априорной информации об n-м параметре объекта. Решение (2.1) находится из условия минимизации функционала (2.5) с дополнительным условием (2.2)

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta} = \left\{\mathbf{x}_\alpha : \inf_{\mathbf{x}\in X}\left[\|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{u}_\Delta\|_U^2 + \alpha\Omega(\mathbf{x})\right]\right\}. \tag{2.6}$$

Доказано, что процесс минимизации функционала $\Phi_\alpha(\mathbf{x}, \mathbf{A}, \mathbf{u}_\Delta)$ устойчив и при $\alpha \to 0$, $\Delta \to 0$ решение $\tilde{\mathbf{x}}[\alpha(\Delta)] = \tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta} \to \mathbf{x}$, где $\mathbf{x} \equiv \mathbf{x}_0$ – точное решение. Как следует из общей теории регуляризирующих алгоритмов, для любого $\Delta > 0$ существует $\alpha(\Delta)$ такое, что экстремаль $\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}$ сглаживающего функционала удовлетворяет условию $\|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{u}_\Delta\|_U^2 \le \Delta^2$ и является устойчивым приближением к точному решению $\mathbf{x}$ обратной задачи при $\Delta \to 0$. Остановимся на выборе $\alpha(\Delta)$. Обозначим через $\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}$ экстремаль функционала (2.6) при данном α. Тогда оптимальное значение α может быть определено как то значение α, при котором достигается $\min_\alpha \left|\|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{u}_\Delta\|_U^2 \le \Delta^2\right|$. В ряде случаев удобным оказывается другой критерий выбора α_{opt}, связанный с внутренней сходимостью метода. Наконец, значение параметра α можно оценить заранее, если теоретически или экспериментально найдена статистика шумов для искомой задачи.

На практике можно предложить следующую регулярную процедуру выбора параметра α. Сначала проверяют поведение восстановленного решения $\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}$ при очень малых значениях α (например, $\alpha \approx 10^{-5}$), чтобы установить, не является ли оно неустойчивым для заданной функции $\mathbf{u}_\Delta$. Если решение оказывается неустойчивым, последовательно увеличивают α до получения стабильно устойчивого состояния. При дальнейшем увеличении α (например, $\alpha \approx 10^{-1}$), решение начинает чрезмерно сглаживаться. Если одновременно вычислять функцию $\mathbf{u}_{\alpha\Delta} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}$, то можно установить, что после некоторого значения α функция $\mathbf{u}_{\alpha\Delta}$ сильно отличается от $\mathbf{u}_\Delta$. Это является признаком "перерегуляризованности" решения, т.е. надо теперь уменьшать α до момента согласования $\mathbf{u}_{\alpha\Delta}$ и $\mathbf{u}_\Delta$ при устойчивости решения $\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}$. Это и есть искомое значение α_{opt}. Общий регуляризирующий функционал (2.5) дает, исходя из конкретной задачи, большую степень свободы для учета имеющейся априорной информации и методов его минимизации.

2.3. Решение прямой задачи рассеяния методом конечных разностей во временной области (Finite-Difference Time-Domain Method – FDTD)

Особенности метода FDTD. В настоящее время метод FDTD является одним из популярнейших методов численного решения электродинамических задач, он несомненный лидер по числу публикаций, как по тематике вычислительной электродинамики, так и по приложениям [26, 27, 43–45, 48–54]. Достоинством метода FDTD является простота и универсальность реализации, – он может быть с успехом применен практически во всех задачах электродинамики, требующих численного решения (анализ волноводных, микрополосковых и резонансных структур сложной формы с неоднородностями, моделирование процессов рассеяния электромагнитных волн на сложных объектах, анализ антенн, активных приборов СВЧ и т.д.). Метод FDTD обладает несомненными преимуществами в плане моделирования электродинамических объектов с неоднородными, анизотропными и нелинейными средами с произвольными формами границ. Важной также является возможность динамической визуализации электромагнитного поля в сложных граничных условиях. В ряде случаев это может дать более глубокое понимание особенностей функционирования электродинамических систем, необходимое для успешного их проектирования.

Особенно эффективно применение метода FDTD в тех задачах, перед которыми пасуют традиционные подходы, в частности,когда необ-

ходимо анализировать нестационарные процессы, потенциально более богатые, чем стационарные. Частотные характеристики исследуемого объекта могут быть получены с помощью дискретного преобразования Фурье, или – условно, при не очень высокой добротности – путем задания квазигармонического источника и выполнения расчетов до выхода на установившийся режим.

В своей классической постановке метод FDTD основан на простой и элегантной дискретизации уравнений Максвелла, записанных в дифференциальной пространственно-временной формулировке. Сетки для электрического и магнитного полей смещены по отношению друг к другу во времени и пространстве на половину шага дискретизации по каждой из переменных. Конечно-разностные уравнения позволяют определить электрическое и магнитное поля в данный момент времени на основании известных значений полей в предыдущий момент времени, и при заданных начальных условиях вычислительная процедура разворачивает решение во времени от начала отсчета с заданным шагом.

Определенную сложность представляет учет искусственных граничных условий (ABC - absorbing boundary condition) при переходе от анализируемой области к свободному пространству. Обычно ABC вводятся приближенно – либо на основе конечно-разностных формул, связывающих поля на границе анализируемой области, либо путем введения в модель слоев поглощающих материалов, в том числе и с границами специальной формы. Во всех таких случаях за счет принципиального отличия локально поставленных граничных условий от строгих, которые должны быть необходимо нелокальными, появляется погрешность, которую принято характеризовать коэффициентом отражения от границы между анализируемой областью и свободным пространством. Простейшая постановка метода FDTD предполагает использование эквидистантной ортогональной сетки, но существует возможность повышения эффективности метода за счет применения неэквидистантных и/или неортогональных сеток.

Оборотной стороной эффективности и универсальности метода FDTD является потребность в весьма значительных вычислительных ресурсах. Представляющие практический интерес задачи могут быть эффективно решены лишь на больших ЭВМ с объемом ОЗУ в сотни мегабайт и высокопроизводительными центральными процессорами. Желательно использование многопроцессорных параллельных вычислительных систем. Однако в упрощенной постановке,например, при выборе не слишком большого числа дискретов или снижении размерности задач – возможна реализация алгоритма и решение практических задач за приемлемое время и на производительных ПЭВМ.

Таблица. Оценка вычислительных ресурсов

Объем ОЗУ	Сетка	Объем анализируемого пространнства
16 МБайт	$70\times70\times70=343000$	$7\lambda\times7\lambda\times7\lambda=342\lambda^3$
32 МБайт	$90\times90\times90=729000$	$9\lambda\times9\lambda\times9\lambda=729\lambda^3$
128 МБайт	$150\times150\times150=3375000$	$15\lambda\times15\lambda\times15\lambda=3375\lambda^3$

Предлагаются коммерческие программные продукты, использующие метод FDTD: FIDELITY (Zeland Software, Inc.), XFDTD (Remcom), SEMCAD (Schmid & Partner Engineering AG) и др. Структурно все они, как правило, состоят из следующих программных модулей (рис. 2.2):

первый модуль (*1*) – редактор ввода геометрии и электрофизических параметров моделируемых объектов, задание пространственно-временных сеток и граничных условий, а также источников возбуждения;

второй модуль (*2*) – программа моделирования методом FDTD, основное счетное ядро программы;

третий модуль (*3*) – аниматор общего применения, основанный на последовательности графических файлов, позволяющий наблюдать динамику электромагнитного поля во времени в рассматриваемом пространстве;

четвертый модуль (*4*) – постобработка рассчитанного основной FDTD программой электромагнитного поля и расчет дополнительных параметров и характеристик, например расчет диаграммы направленности, частотных характеристик и пр.

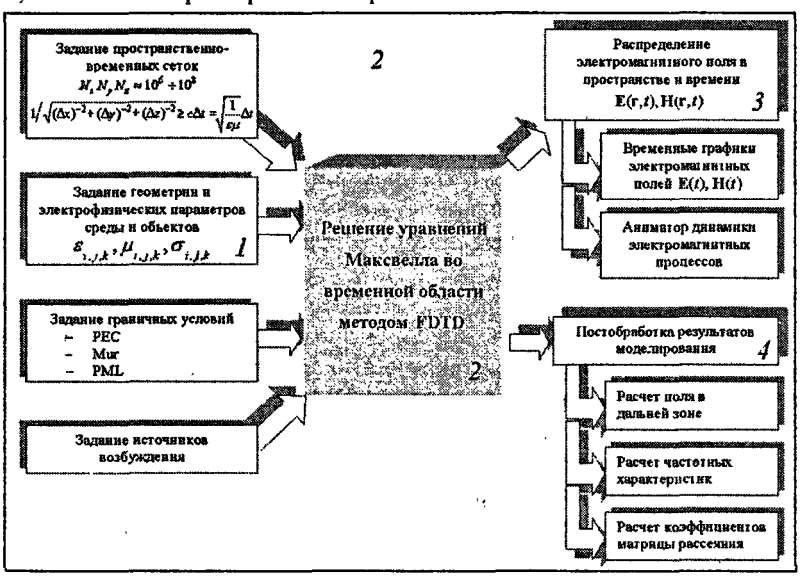


Рис. 2.2. Структура программ электродинамического моделирования методом FDTD

Этапы реализации метода конечных разностей во временной области. Метод FDTD был предложен K. Yee [43]. Рассмотрим основные этапы его реализации.

Этап 1 – дискретизация. Метод FDTD решает уравнения Максвелла, используя простую центрально-разностную аппроксимацию для расчета пространственных и временных производных

$$\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \nabla \times \mathbf{E} = 0;$$
$$\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} - \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}; \qquad (2.7)$$
$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}; \quad \mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}.$$

Метод основан на дискретизации уравнений Максвелла, записанных для мгновенных значений полей

$$-\frac{\partial B_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z};$$
$$-\frac{\partial B_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x};$$
$$\frac{\partial B_z}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x};$$
$$\frac{\partial D_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - J_x;$$
$$\frac{\partial D_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - J_y; \qquad (2.8)$$
$$\frac{\partial D_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_z.$$

Метод конечных разностей во временной области является пошаговой процедурой. Входными данными для метода FDTD являются временные отсчеты сигнала возбуждения или полностью заданное распределение поля в конкретный момент времени. Возбуждение может также задаваться либо падающей плоской волной (удобно для решения внешних дифракционных задач), либо падающей волной другой известной структуры (например, волноводной). Моделируемая область пространства представляется в виде двух смещенных друг относительно друга на половину шага сеток. Первая сетка содержит узлы, на которых рассчитываются компоненты магнитного поля, а вторая – узлы, на которых рассчитываются компоненты электрического поля.

Базовый элемент пространственной решетки FDTD метода приведен на рис. 2.3. Из него видно, что каждый вектор магнитного поля окружен четырьмя векторами электрического поля. Центрально разност-

ная аппроксимация уравнений Максвелла, записанных для мгновенных значений полей (2.8) в данной конструкции имеет вид

$$\frac{B_x^{n+1/2}(i,j+1/2,k+1/2)-B_x^{n-1/2}(i,j+1/2,k+1/2)}{\Delta t}=$$

$$=\frac{E_y^n(i,j+1/2,k+1)-E_y^n(i,j+1/2,k)}{\Delta z}-\frac{E_z^n(i,j+1,k+1/2)-E_z^n(i,j,k+1/2)}{\Delta y};$$

$$\frac{B_y^{n+1/2}(i,j+1/2,k+1/2)-B_y^{n-1/2}(i,j+1/2,k+1/2)}{\Delta t}=$$

$$=\frac{E_z^n(i,j+1/2,k+1)-E_y^n(i,j+1/2,k)}{\Delta x}-\frac{E_x^n(i,j+1,k+1/2)-E_z^n(i,j,k+1/2)}{\Delta z};$$

$$\frac{B_x^{n+1/2}(i,j+1/2,k+1/2)-B_x^{n-1/2}(i,j+1/2,k+1/2)}{\Delta t}=$$

$$=\frac{E_y^n(i,j+1/2,k+1)-E_y^n(i,j+1/2,k)}{\Delta z}-\frac{E_z^n(i,j+1,k+1/2)-E_z^n(i,j,k+1/2)}{\Delta y}, \quad (2.9)$$

где Δx, Δy и Δz – геометрические размеры ячейки на рис. 2.3, а Δt – временной шаг. Верхние индексы n, $n+1/2$ и $n-1/2$ обозначают номер временного шага, индексы (i,j,k) определяют координаты соответствующих векторов в сетке, слагаемое $+1/2$ обозначает смещение сеток **E** и **H** друг относительно друга.

В этом уравнении единственным неизвестным является $B^{n+1/2}$, так как остальные компоненты уравнения определены на предыдущем временном шаге.

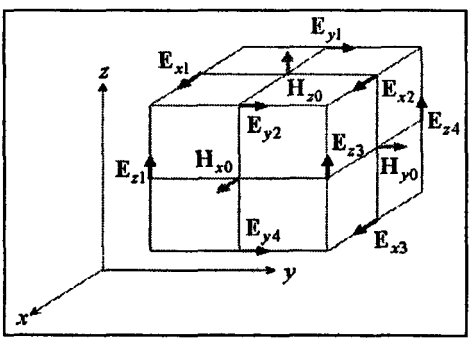


Рис. 2.3. Базовый элемент FDTD-решетки

Значения электрического поля на временном шаге t используются для нахождения значений магнитного поля на временном шаге $t+\Delta t/2$. Аналогичные центрально разностные уравнения могут быть выведены из уравнений (2.8) для получения компонент электрического поля на временном шаге $t+\Delta t$ из полученных на шаге $t+\Delta t/2$ значений магнитного поля.

Таким образом, попеременно определяя приращения электрических и магнитных компонент на каждом временном шаге, получаем модель распространения поля в пространстве сетки. В результате приме-

нения описанного алгоритма рассчитывается пространственно-временное распределение полей **E** и **H** в принципе на сколь угодно больших временных интервалах.

В задачах, где имеются проводящие поверхности, по которым течет сторонний ток, его можно учесть, изменив в соответствующих местах пространства уравнения для расчета поля **E** добавить из уравнений (2.8) слагаемое **J**, дискретизировав его во времени и пространстве соответствующим образом. Для x -компоненты уравнение имеет вид

$$\frac{D_x^n(i+1/2,j,k)-D_x^{n-1}(i+1/2,j,k)}{\Delta t}=$$

$$=\frac{H_z^{n-1/2}(i+1/2,j+1/2,k)-H_z^{n-1/2}(i+1/2,j-1/2,k)}{\Delta y}-$$

$$-\frac{H_y^{n-1/2}(i+1/2\,j,k+1/2)-H_y^{n-1/2}(i+1/2,j,k-1/2)}{\Delta z}+J_x^{n-1/2}(i+1/2,j,k). \quad (2.10)$$

Аналогичные уравнения записываются и для y и z компонент. Электрофизические параметры среды вводятся в (2.9), (2.10) в соответствии с материальными уравнениями в (2.7).

Этап 2 – устойчивость алгоритма. Одна из важных проблем, которую приходится решать для многих численных алгоритмов – устойчивость алгоритма. Стабильность FDTD-алгоритма определяется критерием устойчивости Куранта

$$1/\sqrt{(\Delta x)^{-2}+(\Delta y)^{-2}+(\Delta z)^{-2}} \geq c\Delta t=\sqrt{\frac{1}{\varepsilon\mu}}\Delta t\,, \quad (2.11)$$

где Δx, Δy и Δz – геометрические размеры ячейки, а Δt – наибольший из возможных временных шагов.

Временной шаг играет существенную роль в работе конечно-разностного алгоритма. Правильно выбранный временной шаг обеспечивает стабильность схемы и сходимость алгоритма. Пространственные шаги и временной шаг совместно образуют физическую модель четырехмерного пространства, которое и является основой трехмерной конечно-разностной схемы электродинамического моделирования. Пространственные шаги и временной шаг связаны критерием стабильности Куранта, физическая сущность которого состоит в том, чтобы главная диагональ элементарной ячейки была бы не больше, чем расстояние, проходимое волной за время Δt. В противном случае, волна распространяется с большей скоростью, чем определено электрическими и магнитными константами, что в свою очередь ломает физичность схемы. Критерий стабильности Куранта определяет максимально допустимый временной шаг.

Если он будет больше, чем надо, неизбежно появление нестабильностей вследствие расхождения метода; если шаг слишком мал, то метод начинает быстрее накапливать ошибки, связанные с численным интегрированием уравнений Максвелла (эффект численной дисперсии). Компромиссом между этими двумя фактами является превращение критерия стабильности Куранта из неравенства в уравнение, решая которое, по известным пространственным шагам, а также по электрическим и магнитным константам, вычисляется оптимальный временной шаг.

Число временных шагов определяется или условием достижения установившегося состояния или условием получения требуемого отклика. Уравнения, используемые на каждом шаге для получения компонент поля, являются тривиальными линейными уравнениями, т.е. не требуется решения системы уравнений, что существенно упрощает решение. Требуемый объем компьютерной памяти и время расчета прямо пропорциональны электрическому размеру моделируемого объема и разрешению сетки. Рис. 2.4 иллюстрирует некоторый произвольный объект, окруженный пространственной FDTD-сеткой. Каждой компоненте поля каждой ячейки задаются значения ε, μ и σ, определяя местоположение и электрические свойства объекта. Эти параметры могут иметь различные значения в направлениях x, y и z, что позволяет моделировать анизотропные материалы. Эти значения могут также изменяться во времени на каждом временном шаге, давая возможность для моделирования материалов с меняющимися параметрами (сегнетоэлектрики, ферромагнетики).

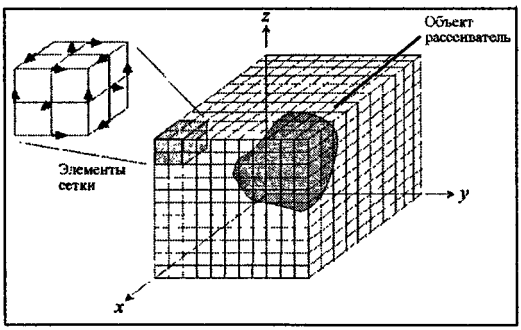


Рис. 2.4. Объект – рассеиватель внутри FDTD-сетки

Этап 3 – внешние граничные условия.

Специальные поглощающие граничные условия (ABC – Absorbing Boundary Conditions), используются на внешней границе для предотвращения нежелательного отражения сигнала при достижении им внешней границы. Различные способы задания ABC можно разделить на два класса: материальные [26, 27, 44] и дифференциальные [26, 27, 45].

Материальные поглощающие граничные условия, например, такие как PML (Perfectly Matched Layer), основаны на том, что поглощение обратной (отраженной от границы) волны обеспечивается за счет заполнения части пространства материалом с потерями.

Дифференциальные поглощающие граничные условия, например граничные условия Мура 1-го и 2-го порядков, формулируются конечно-разностными соотношениями, которые обеспечивают локальное подавление волн определенного направления (отраженных от границ). В любом случае задание АВС требует увеличения пространственной сетки (обычно на два и более приграничных слоя).

Качество АВС можно оценить в численном эксперименте, определяя коэффициент отражения от границы. Надо заметить, что в большинстве случаев легко обеспечивается гашение обратной волны при нормальном падении плоской волны, но это не гарантирует качества АВС с точки зрения моделирования ближнего поля, и вопрос о разумном выборе АВС, допустимой близости объекта и границы в конкретных случаях часто приходится решать заново. Для решения задач определенного класса необходимо выбирать наиболее подходящие АВС, так как при неправильном выборе приходится увеличивать размеры сетки, что в свою очередь увеличивает время решения задачи.

Во многих приложениях достаточно использовать сравнительно простую, но эффективную формулировку Мура. Кроме поглощающих граничных условий большой интерес представляют также граничные условия на металле. Ранее, при использовании метода FDTD применялись исключительно граничные условия, соответствующие идеальному металлу. Возросшие возможности компьютеров сейчас позволяют моделировать объекты с точностью, для которой становится важно и значение сопротивления металла и глубина проникновения поля в металл [26, 27].

Основная процедура метода FDTD полностью определяет величину векторов напряженности полей в каждом узле сетки и на каждом временном отчете. Результаты для частотной области можно легко получить при помощи быстрого преобразования Фурье из данных, полученных для временной области. Частотный анализ в большой полосе частот можно произвести, анализируя отклик системы на импульс возбуждения с широким спектром.

Для обеспечения точности результатов считается необходимым, чтобы моделируемое поле имело финитный спектр, а на представляющих интерес частотах на одну длину волн приходилось восемь – десять пространственных дискретов. Необходимо отметить, что финитность спектра возбуждения является принципиальной, и если в качестве сигнала возбуждения использовать импульсы с крутыми фронтами и слишком широким спектром, то проявляются специфические погрешности метода. Поэтому чаще всего источники задаются гладкими функциями – гауссовским импульсом, синусом или косинусом со сглаженной огибающей и т.п. Практически необходимо, чтобы фронт импульса возбуждения был растянут на 10 или более временных отсчетов.

Повышение эффективности метода FDTD. Для адаптации базового метода FDTD к различным специфичным условиям с момента его разработки было создано огромное число его разновидностей. Из-за того, что базовые элементы решетки имеют прямоугольную форму, изогнутые поверхности объектов описываются методом лестничной (ступенчатой) аппроксимации. Для многих конфигураций это не представляет проблем. Однако для адекватной аппроксимации конфигураций с острыми гранями может потребоваться очень малый размер сетки, что приводит к неэффективному решению задачи.

Зернистость сетки, в основном, определяется размерами наименьшей моделируемой детали, а полный объем сетки должен быть достаточно большим для описания целого объекта. Таким образом, большие объекты с регионами, содержащими мелкие детали со сложной геометрией, требуют больших и мелко зернистых сеток. Это основной недостаток метода FDTD. Он состоит в том, что для некоторых конфигураций объектов требуемый объем расчетного пространства выходит за рамки вычислительных возможностей.

Для преодоления этой проблемы было разработано несколько методов. Самыми популярными из сегодня существующих являются: контурный метод FDTD, криволинейный метод FDTD и гибридный метод FDTD [26, 27].

Контурный метод FDTD. Идея метода состоит в том, что к ячейкам, находящимся на границе двух сред, или имеющим неоднородное значение диэлектрической или магнитной проницаемости применяются по отдельности контурные интегралы Ампера и Фарадея. Для более точного описания криволинейных поверхностей такие ячейки принимают форму, совпадающую с описываемой поверхностью, и их неправильная форма учитывается через коэффициенты в уравнениях Ампера и Фарадея. В ячейках, контуры которых содержат скачкообразное изменение в диэлектрической или магнитной проницаемости, происходит специфическое усреднение этих параметров по всему контуру, что также позволяет вычислять поля через контуры Ампера и Фарадея. Приведенный выше метод обладает очевидным преимуществом по сравнению со стандартным методом FDTD, использующим лестничную аппроксимацию. Контурный метод FDTD гораздо более точно описывает поверхности моделируемых объектов, и при этом не изменяется ни шаг основной сетки, ни, следовательно, временной шаг, отвечающий условиям стабильности алгоритма. Время решения одной и той же задачи стандартным FDTD и контурным FDTD будет незначительно отличаться, в то время как точность второго выше. Такие исследования по сравнению этих двух методов были проведены разными исследователями, и полученные результаты свидетельствуют в пользу того, что контурный метод FDTD является более предпочтительным для большого класса задач.

Криволинейный метод FDTD. Метод позволяет избежать лестничной аппроксимации – использование криволинейной координатной сетки, наиболее точно описывающей конфигурацию исследуемого объекта. Наиболее популярными криволинейными системами координат являются сферическая и цилиндрическая.

Гибридный метод FDTD. Метод позволяет использовать стандартный метод FDTD, дополняя его одной из процедур численного электродинамического расчета. Наиболее популярными гибридными методами являются: гибридный метод FDTD/FVTD (конечных разностей во временной области/ конечных объемов во временной области); гибридный метод FDTD/MM (конечных разностей во временной области/метод моментов); метод FDTD с пересекающимися сетками (пересекаются криволинейная сетка и сетка в декартовой системе координат).

Отметим родственно близкий к методу FDTD подход электродинамического моделирования, основанный на построении аналогов цепей в виде элементов с сосредоточенными и распределенными параметрами, названный методом матриц линий передачи (Transmission Line Matrix method of electromagnetic simulation – TLM) [46, 47].

Применение метода FDTD в задачах моделирования радаров подповерхностного зондирования. Метод FDTD начал широко исследоваться и применяться с момента появления доступа к мощным ресурсам ЭВМ. Он находит применение там, где надо рассчитать поля при очень сложной геометрии системы, т.е. там, где задачи не могут быть сведены к классическим. Именно в этих случаях работает сама идея метода – разбиение структуры на ячейки, причем конфигурация значения не имеет. Соответственно размеры анализируемой структуры при ее геометрической сложности не могут быть большими, так как для ее представления в виде массивов может просто не хватить машинных ресурсов. Требовательность к ресурсам и вычислительной мощности процессора ЭВМ (последнее сказывается на времени вычисления) – основные недостатки метода. Метод наиболее удобен при исследовании нестационарных излучений и распространения волн в неоднородных средах с дисперсией.

Метод FDTD – основной инструмент при моделирования радаров подповерхностного зондирования (ключевые публикации, в которых можно найти обширную библиографию по данному вопросу [48–53]).

Подводя итог сказанному про метод FDTD, присоединимся к мнению большинства [54]: конечно же алгоритмы FDTD со всеми их надстройками являются потенциально очень мощным инструментом получения конкретных сведений о сложных электродинамических объектах. Метод FDTD – это своего рода тяжелая артиллерия численного моделирования электромагнитных процессов. Однако, для его успешного использования, повышения надежности и достоверности получаемых чис-

ленных результатов, целесообразно с помощью менее общих подходов и методов, пусть даже для более простых модельных ситуаций, получить сведения о качественной стороне и физических особенностях моделируемых процессов.

2.4. Генетический алгоритм минимизации целевой функции

Основные определения и свойства генетического алгоритма. Генетические алгоритмы являются разновидностью методов поиска с элементами случайности, причем отличительным свойством этих алгоритмов является невмешательство человека в развивающийся процесс поиска. [28-30, 56-58].

Основные отличия генетических алгоритмов от градиентных и прямых методов [33, 55] минимизации многопараметрических невыпуклых функционалов:

1. Генетические алгоритмы работают с кодами, в которых представлен набор параметров, напрямую зависящих от аргументов целевой функции. В процессе работы манипуляции с кодами происходят совершенно независимо от их интерпретации, код рассматривается просто как битовая строка.

2. Для поиска генетический алгоритм использует несколько точек поискового пространства одновременно, а не переходит от точки к точке, как это делается в традиционных методах. Это позволяет преодолеть один из их недостатков – опасность попадания в локальный экстремум целевой функции, если она не является унимодальной, т.е. имеет несколько таких экстремумов.

3. Генетические алгоритмы в процессе работы не используют никакой дополнительной информации, что повышает скорость работы. Единственной используемой информацией может быть область допустимых значений параметров и целевой функции в произвольной точке.

4. Генетический алгоритм использует как вероятностные правила для порождения новых точек анализа, так и детерминированные правила для перехода от одних точек к другим. Одновременное использование элементов случайности и детерминированности дает значительно больший эффект, чем раздельное.

Генетический алгоритм работает с кодами безотносительно их смысловой интерпретации. Поэтому сам код и его структура описываются понятием *генотип*, а его интерпретация, с точки зрения решаемой задачи, понятием – *фенотип*. Каждый код представляет, по сути, точку пространства поиска. С целью максимально приблизиться к биологическим терминам, экземпляр кода называют *хромосомой*.

На каждом шаге работы генетический алгоритм использует несколько точек поиска одновременно. Совокупность этих точек является

набором *особей*, который называется *популяцией*. Число особей в популяции называют *размером популяции* и он представляет одну из характеристик генетического алгоритма. На каждом шаге работы генетический алгоритм обновляет популяцию путем создания новых особей и уничтожения ненужных. Чтобы отличать популяции на каждом из шагов и сами эти шаги, их называют *поколениями* и обычно идентифицируют по номеру.

В процессе работы алгоритма генерация новых особей происходит на основе моделирования процесса размножения. При этом, естественно, порождающие особи называются *родителями*, а порожденные – *потомками*. Родительская пара, как правило, порождает пару потомков. Непосредственная генерация новых кодовых строк из двух выбранных происходит за счет работы *оператора скрещивания*, который также называют кроссинговером (crossover). При порождении новой популяции оператор скрещивания может применяться не ко всем парам родителей. Часть этих пар может переходить в популяцию следующего поколения непосредственно. Насколько часто будет возникать такая ситуация зависит от значения вероятности применения оператора скрещивания, которая является одним из параметров генетического алгоритма.

Моделирование процесса мутации новых особей осуществляется за счет работы *оператора мутации*. Основным параметром оператора мутации также является вероятность мутации.

Поскольку размер популяции фиксирован, то порождение потомков должно сопровождаться уничтожением других особей. Выбор пар родителей из популяции для порождения потомков производит *оператор отбора*, а выбор особей для уничтожения – *оператор редукции*. Основным параметром их работы является, как правило, качество особи, которое определяется значением целевой функции в точке пространства поиска, описываемой этой особью.

Таким образом, можно перечислить основные понятия и термины, используемые в области генетических алгоритмов: генотип и фенотип, особь и качество особи, популяция и размер популяции, поколение, родители и потомки. К характеристикам генетического алгоритма относятся: размер популяции, оператор скрещивания и вероятность его использования, оператор мутации и вероятность мутации, оператор отбора, оператор редукции, критерий останова.

В качестве критериев останова работы генетического алгоритма выбрано два события:

1. Популяция достигла заданного пользователем качества (значение качества целевой функции превысило заданный порог).

2. Достигнут некоторый уровень сходимости, т.е. особи в популяции стали настолько подобными, что дальнейшее их улучшение происходит чрезвычайно медленно.

Характеристики генетического алгоритма выбираются таким образом, чтобы обеспечить малое время работы с одной стороны и поиск как можно лучшего решения – с другой.

Последовательность работы генетического алгоритма. Рассмотрим теперь непосредственно работу генетического алгоритма. Общая схема его работы представлена на рис. 2.5. В основе оператора отбора, который служит для выбора родительских пар и уничтожения особей, лежит принцип "выживает сильнейший". Выбор особи для размножения производится случайно. Вероятность участия особи в процессе размножения вычисляется по формуле: $P_i = f_i \Big/ \sum_{j=1}^{n} f_i$, где P_i – вероятность участия особи в процессе размножения, i – номер особи, n – размер популяции, f_i – значение целевой функции для i-й особи. В данном случае целью поиска является нахождение минимума целевой функции. Очевидно, что одна особь может быть задействована в нескольких родительских парах.

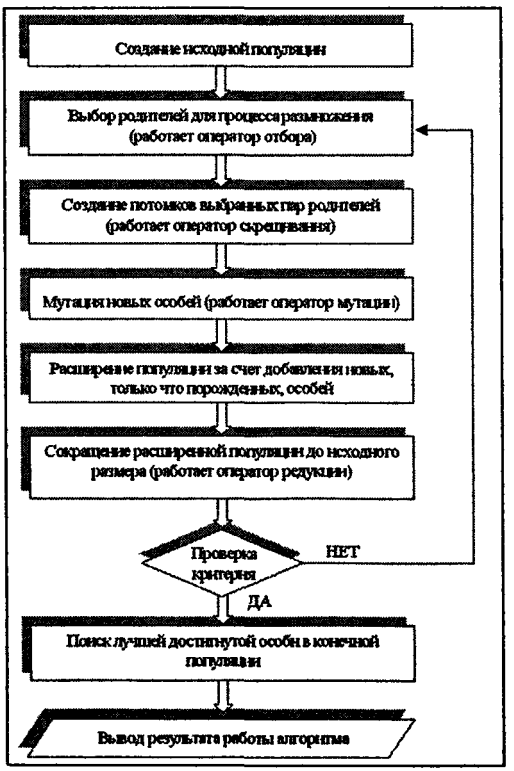


Рис. 2.5. Схема работы генетического алгоритма

Аналогично решен вопрос уничтожения особей. Только вероятность уничтожения, соответственно, обратно пропорциональна качеству особей. Таким образом, выбирая для размножения наиболее качественные особи и уничтожая наиболее слабые, генетический алгоритм постоянно улучшает популяцию, приводя к формированию лучших решений.

Оператор скрещивания призван моделировать природный процесс наследования, т.е. обеспечивать передачу свойств родителей потомкам. Рассмотрим простейший оператор скрещивания. Он выполняется в два этапа.

Пусть хромосома представляет собой строку из m

элементов. На первом этапе равновероятно выбирается натуральное число v от 1 до $m-1$. Это число называется точкой разбиения. В соответствии с ним исходные строки двух родительских хромосом разбиваются на две подстроки.

На втором этапе эти строки обмениваются своими подстроками, лежащими после точки разбиения, т.е. элементами с $v+1$ по m. Так получаются две новые строки, которые наследовали частично свойства обоих родителей. Этот процесс проиллюстрирован ниже:

строка 1 $X_1X_2...X_vX_{v+1}...X_m \rightarrow X_1X_2...X_vY_{v+1}...Y_m$;

строка 2 $Y_1Y_2...Y_vY_{v+1}...Y_m \rightarrow Y_1Y_2...Y_vX_{v+1}...X_m$.

Вероятность применения оператора скрещивания выбирается достаточно большой, в пределах от 0,9 до 1, чтобы обеспечить постоянное появление новых особей, расширяющих пространство поиска. При значении вероятности меньше 1 используют *элитизм*. Это особая стратегия, которая предполагает переход в популяцию следующего поколения элиты, т.е. лучших особей текущей популяции, без каких-либо изменений. Применение элитизма способствует сохранению общего качества популяции на высоком уровне. При этом элитные особи участвуют еще и в процессе отбора родителей для последующего скрещивания. Число элитных особей определяется по формуле $K=(1-P)*N$; где K – число элитных особей, P – вероятность применения оператора скрещивания, N – размер популяции. В случае использования элитизма все выбранные родительские пары подвергаются скрещиванию, несмотря на то, что вероятность применения оператора скрещивания меньше единицы. Это позволяет сохранять размер популяции постоянным.

Оператор мутации служит для моделирования природного процесса мутации. Его применение в генетических алгоритмах обусловлено следующими соображениями. Исходная популяция, какой бы большой она ни была, охватывает ограниченную область пространства поиска. Оператор скрещивания, безусловно, расширяет эту область, но все же до определенной степени, поскольку использует ограниченный набор значений, заданный исходной популяцией. Внесение случайных изменений в особи позволяет преодолеть это ограничение и иногда значительно сократить время поиска и улучшить качество результата. Вероятность мутации, в отличие от вероятности скрещивания, выбирается достаточно малой, порядка 0,01. Сам процесс мутации заключается в инверсии случайного двоичного бита в каждой хромосоме.

В процессе работы алгоритма все указанные выше операторы применяются многократно и ведут к постепенному изменению исходной популяции. Поскольку операторы отбора, скрещивания, мутации и ре-

дукции по своей сути направлены на улучшение каждой отдельной особи, то результатом их работы является постепенное улучшение популяции в целом. В этом и заключается основной смысл работы генетического алгоритма – улучшить популяцию решений по сравнению с исходной.

После завершения работы генетического алгоритма из конечной популяции выбирается та особь, которая дает минимальное значение целевой функции (Ф) и является, таким образом, результатом работы генетического алгоритма. За счет того, что конечная популяция лучше исходной, полученный результат представляет собой улучшенное решение.

Показатели эффективности генетического алгоритма. Эффективность генетического алгоритма при решении данной задачи зависит от правильного выбора параметров: размера популяции, вероятности скрещивания, обновления и мутации, длины хромосомы (в большинстве случаев она берется равной 32 битам), корректного использования оператора вымирания. Оптимизация всех этих факторов приводит к повышению скорости и устойчивости поиска.

Скорость генетического алгоритма оценивается временем, необходимым для выполнения заданного пользователем числа итераций. Поскольку критерием останова является сходимость, то скорость оценивается временем достижения генетическим алгоритмом этого события.

Еще одним средством повышения скорости работы является кластеризация. Суть ее состоит в двухэтапной работе генетического алгоритма. На первом этапе генетический алгоритм работает традиционным образом с целью получения популяции более "хороших" решений. После завершения работы алгоритма из итоговой популяции выбираются группы наиболее близких решений. Эти группы в качестве единого целого образуют исходную популяцию для работы генетического алгоритма на втором этапе. Размер такой популяции будет, естественно, значительно меньше, и, соответственно, алгоритм будет далее осуществлять поиск значительно быстрее. Сужения пространства поиска в данном случае не происходит, поскольку применяется исключение из рассмотрения только ряда очень похожих особей, существенно не влияющих на получение новых видов решений.

Устойчивость поиска оценивается степенью устойчивости алгоритма к попаданию в точки локальных экстремумов и способностью постоянно увеличивать качество популяции от поколения к поколению. В данной задаче устойчивость сильно зависит от отношения сигнал/шум, соответствия используемой модели реальной среде, наличия проводимости в среде.

Еще одним важнейшим фактором, влияющим на эффективность генетического алгоритма, являются операторы отбора и редукции. Слепое следование принципу "выживает сильнейший" может привести к

сужению области поиска и попаданию найденного решения в область локального экстремума целевой функции. С другой стороны, слишком слабый оператор отбора может привести к замедлению роста качества популяции, а значит, и к замедлению поиска. Кроме того, популяция при этом может не только не улучшаться, но и ухудшаться. В данной задаче используется отбор, осуществляемый прямо пропорционально значению целевой функции, и удаление – обратно пропорционально значению целевой функции. Одним из параметров, также влияющих на устойчивость и скорость поиска, является размер популяции, с которой работает алгоритм. Размер популяции берется фиксированным и зависит от специфики решаемой задачи.

В настоящее время существует несколько программных пакетов, реализующих генетический алгоритм. Они, как правило, не являются самодостаточными, а выполнены в виде приложения к другим программам, например, Microsoft® Excel™, или представлены в виде динамических библиотек функций (DLL) генетических алгоритмов, которые можно вызвать с использованием таких языков программирования, как Microsoft® Visual Basic™ или Visual C++™. Из наиболее известных можно отметить пакеты GeneHunter™ и NeuroShell 2™, выпущенные Ward Systems Group, Inc.

2.5. Решение обратных задач рассеяния с помощью метода вычислительной диагностики

Обратную задачу рассмотрим на примере восстановления параметров двумерного диэлектрического эллиптического цилиндра $\mathbf{x}=\{a,b,\varepsilon,\sigma\}$, расположенного в среде с параметрами $\{\varepsilon_C,\sigma_C\}$, в присутствии аддитивного шума. В соответствии с методом вычислительной диагностики $\mathbf{x}$ находится из условия (2.6). Особенность рассматриваемой задачи состоит в том, что оператор $\mathbf{A}$ в данном случае не выписывается в явном виде, а задается алгоритмически, поэтому формирование базы данных рассеянного поля для разных ситуаций $\mathbf{x}=\{a,b,\varepsilon,\sigma\}$ осуществлялось методом FDTD.

При геометрическом зондировании (изменении угла θ) осуществляется минимизация функционала: $\Phi_\theta(\mathbf{x})=\int_{\theta_1}^{\theta_2}\{\mathbf{A}(\omega_0,\mathbf{x})-\mathbf{u}(\omega_0,\theta)\}\cos\theta\,d\theta$, а в методе частотного зондирования – функционала $\Phi_k(\mathbf{x})=\int_{k_1}^{k_2}\{\mathbf{A}(\theta_0,\mathbf{x})-\mathbf{u}(\theta_0,k)\}^2 dk$.

Разумеется, возможно объединение функционалов, добавление стабилизирующей добавки и т. п.

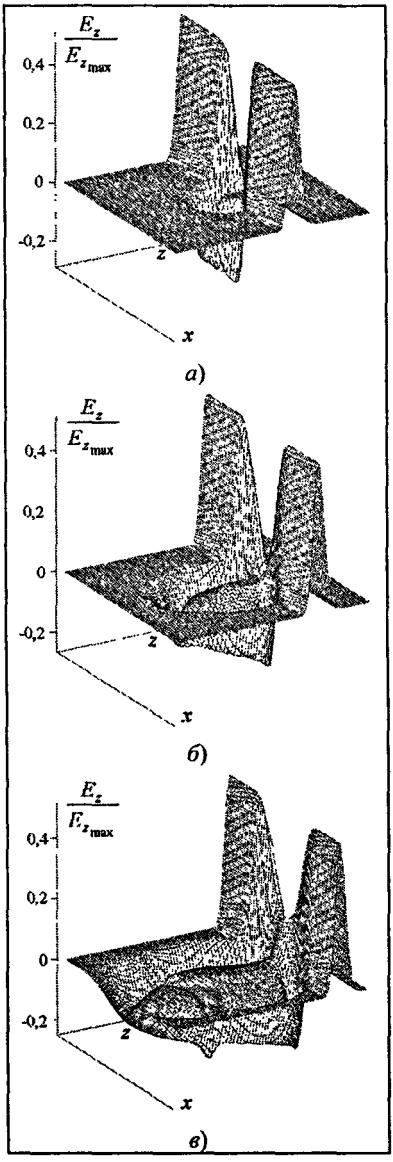


Рис 2.6. Компонента E_Z рассеянного поля в моделируемом пространстве в моменты времени: *а* – 500 *dt*, *б* – 600 *dt*, *в* – 700 *dt*

Зондирование осуществлялось по нормали к границе раздела плоской волной с ТМ-поляризацией сигналом гауссовой формы длительностью $\tau_И = 1$ нс. Цилиндр расположен в среде с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_С = 4$, $\sigma_С = 2 \cdot 10^3$ См/м на глубине $h_Ц = 30$ см. Размеры осей эллипса – $a \times b = 30 \times 10$ см, что по отношению к пространственной длительности зондирующего импульса $D_0 = \tau_И c = 30$ см (c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме) составило $D_0 \times D_0/3$.

Область FDTD-моделирования размером $X \times Y = 1{,}5 \times 1{,}5$ м разбита на пространственную сетку размером 300×300 ячеек с шагом дискретизации $dx = dy = 5$ мм. Временной шаг дискретизации выбирался из условия Куранта и составил $dt = 0{,}95dx/\sqrt{2c} = 11{,}1$ пс. В качестве граничных условий использовался восьмиклеточный PML.

Рассеянное поле регистрировалось в базовой точке на расстоянии $R = 30$ см от границы раздела и в двух дополнительных точках, отстоящих на расстояниях $\Delta x = D_0 = 30$ см, что соответствует направлениям рассеяния от объекта $\theta_{расс} = 0, 27, 45°$.

Динамика рассеяния электромагнитной волны на металлическом объекте с ориентацией большой оси эллипса перпендикулярно границе раздела, представлена на рис. 2.6, *а,б,в*, где показана E_Z - компонента рассеянного поля в моделируемом пространстве в моменты времени $500, 600, 700\ dt$. Это соответствует начальному падению волны на объект, промежуточному моменту рассеяния и завершающему этапу дифракции.

На рис. 2.7 и 2.8 приведены графики рассеянного поля от эллиптических металлического и диэлектрических ($\varepsilon_Ц$= 1 и 7) цилиндров с размерами осей $D_0 \times D_0/3 = 30 \times 10$ см, с различной ориентацией большой оси.

На всех приведенных графиках первый импульс, максимум которого приходится на момент времени $t_1 \approx 330dt$, соответствует отражению зондирующей волны от границы раздела двух сред. Так как для всех рассматриваемых случаев этот импульс одинаков, то по нему осуществлялась нормировка всех временных сигналов. Второй импульс на всех приведенных графиках соответствует отражению от ближней поверхности объекта и регистрируется в момент времени $t_2 \approx 690dt$. По времени он отстоит от первого импульса примерно на $t_2 - t_1 = 360dt$, что соответствует времени прохождения волной в среде двойного расстояния от границы раздела до верхней поверхности объекта $2h_Ц\varepsilon_C/c = 360dt$.

На рис. 2.7,*а* и 2.8,*а*, соответствующих металлическому объекту, наблюдается третий импульс, регистрируемый примерно в момент времени $t_3 \approx 1050dt$. Временной интервал между вторым и третьим импульсами тоже примерно равен $t_3 - t_2 = 360dt$, что позволяет сделать вывод о том, что третий импульс возникает за

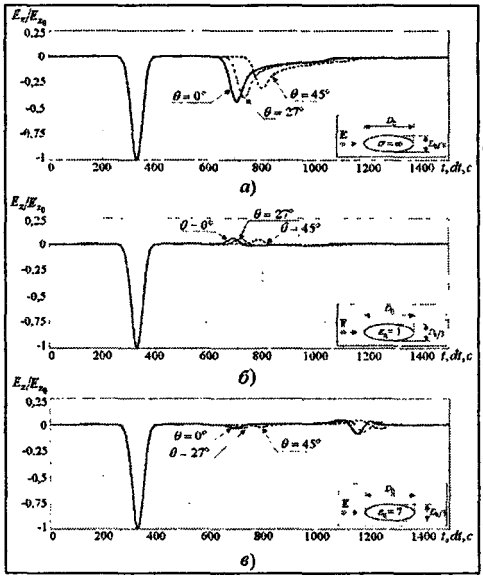


Рис. 2.7. Временная зависимость рассеянного поля (большая ось эллипса перпендикулярна границе раздела): *а* – металлический циллиндр, *б* и *в* – диэлектрические циллиндры $\varepsilon_Ц$=1 и 7

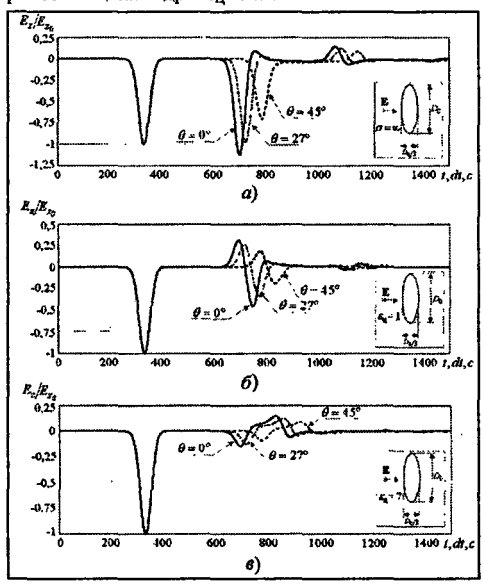


Рис. 2.8. Временная зависимость рассеянного поля (большая ось эллипса параллельна границе раздела): *а* – металлический циллиндр, *б* и *в* – диэлектрические циллиндры $\varepsilon_Ц$=1 и 7

счет падения на объект переотраженного от границы раздела первичного рассеянного поля. На рис. 2.7,*б* и *в*, соответствующих временной зависимости рассеянного поля диэлектрических объектов, тоже наблюдается третий импульс, но в отличие от металлических объектов, этот импульс регистрируется в различные моменты времени. Видно, что время запаздывания третьего импульса относительно второго примерно равно $t_3 - t_2 = 870dt - 690dt = 180dt$, что соответствует времени прохождения волной в самом объекте от ближней поверхности объекта до дальней и обратно $2D\sqrt{\varepsilon_Ц}/c = 2 \cdot 0,3 \cdot \sqrt{1}/c = 180dt$ (см. рис. 2.7,*б*) и $t_3 - t_2 = 1170dt - 690dt = 480dt = 2 \cdot 0,3 \cdot \sqrt{7}/c$ (см. рис. 2.7,*в*). Импульсы, отраженные от ближней и дальней поверхностей объекта, на рис. 2.8 *б*, *в* практически сливаются в один, так как размер объекта по глубине меньше пространственно-временной длительности зондирующего сигнала.

Для моделирования процесса реконструкции электрофизических параметров эллиптического цилиндра методом FDTD сформирована база из 400 значений рассеянного поля для параметров $\varepsilon_Ц = 1 + 0,5n$ и $\sigma_Ц = (1 + 0,5n)10^{-3}$ См/м, где $n = 0,1,...,19$, которое регистрировалось на расстоянии 30 см от границы раздела при $\theta_0 = 0°$. Для восстановления использовался функционал 12 частот в диапазоне $\Delta F = 0,5 - 1,5$ ГГц.

Для реконструкции параметров в реальном масштабе времени реализована процедура сплайн-аппроксимации, позволяющая создать псевдонепрерывный функционал и исключить необходимость решения прямой задачи при работе ГА. Размер популяции составил 50 особей, длина хромосомы – 8 бит, вероятность скрещивания на каждую особь – 0,9, вероятность мутации на одну хромосому – 0,01. Описанный выше процесс повторяется многократно, до тех пор, пока не будет выполнено одно из двух условий: найдена особь, обеспечивающая заданное значение минимума функционала (2,2), равное в рассматриваемом примере 10^{-6}, или значение функционала не улучшилось за последние 1000 поколений. Если при этом значение функционала не улучшалось в течение 50 поколений, то для обновления популяции все особи за исключением элитных уничтожались с вероятностью 0,1, а вместо них, как и при формировании начальной популяции, случайным образом создавались новые особи.

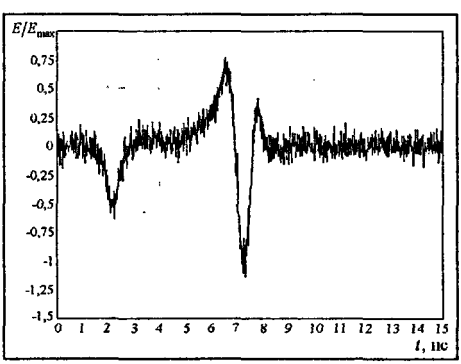


Рис 2.9. Рассеянный импульс в присутствии аддитивного нормального белого шума при соотношении сигнал/шум 10 дБ от цилиндра с параметрами $\varepsilon_Ц = 7$ и $\sigma_Ц = 5 \cdot 10^{-3}$ См/м

На рис. 2.9 представлена форма импульса в присутствии аддитивного нормального белого шума при отношении сигнал/шум 10 дБ, отраженного от цилиндра с параметрами $\varepsilon_Ц = 7$ и $\sigma_Ц = 5 \cdot 10^{-3}$ См/м,

а на рис. 2.10 – зависимость относительного СКО восстановленных параметров ($\Delta\varepsilon = \delta_\varepsilon / \varepsilon_{ист}$ и $\Delta\sigma = \delta_\sigma / \sigma_{ист}$) от отношения сигнал/шум ($\delta_\varepsilon^2, \delta_\sigma^2$ – дисперсии восстанавливаемых параметров). Видно, что $\varepsilon_Ц$ восстанавливается с погрешностью менее 10% при $S/N = 10$ дБ, а $\sigma_Ц$ – с погрешностью менее 20% при $S/N = 35$ дБ.

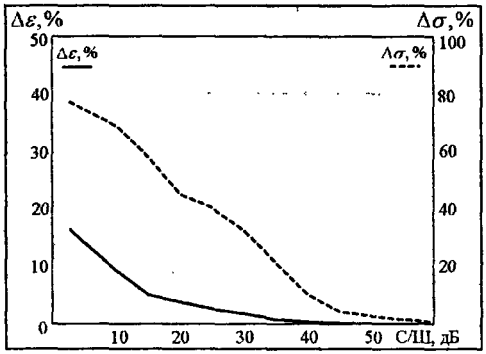


Рис. 2.10. Зависимость относительного СКО восстановленных параметров от отношения сигнал/шум

Выводы

Повышение достоверности диагностики и идентификации подповерхностных областей и объектов по результатам радиозондирования возможно на основе реконструкции их геометрических и электрофизических параметров, что приводит к необходимости решения обратных задач рассеяния.

Одним из возможных подходов, базирующихся на идеях решения обратных задач рассеяния, является метод вычислительной диагностики, основанный на минимизации некоторого сглаживающего функционала, состоящего из функционала невязки между результатами измерений выборок рассеянного объектами электромагнитного поля и результатами решения модельной прямой задачи, а также стабилизирующего функционала, который учитывает априорную информацию об электрофизических (ε, σ) и геометрических параметрах зондируемого объекта (среды). Для решения прямой задачи используется метод конечных разностей во временной области, а для минимизации функционала применяются генетические алгоритмы.

Литература к главе 2

1. Proceedings Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar.– Delf, The Netherlands, 2004.
2. Proceedings IV International Conference on Antennas Theory and Techniques (ICATT'03), Sevastopol, Ukraine, September, 2003, vol. 1,2.
3. Proceedings Millennium Conference on Antennas & Propag.– Davos, Switzerland. 2000, vol. 1.

4. Proceedings of 8th International Seminar/Workshop on "Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory", Lviv, 2003.
5. Inverse methods in electromagnetics.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 1981, vol. 29, no. 2, pp.185–417.
6. *Chommeloux L., Pichot C., Bolomey J.-C.* Electromagnetic modeling for microwave of cylindrical buried inhomogeneities.– IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1986, vol. 34, no. 10, pp. 1064–1076.
7. *Ma J., Chew W.C., Lu C.-C., Song J.* Image reconstruction from TE scattering data using equation of strong permitivity fluctuation.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2000, vol. 48, no. 6, pp. 860–867.
8. *Cui T,J., Chew W.C.* Diffraction tomografic algorithm for the detection of three dimensional objects buried in a lossy half-space.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2002, vol. 50, no. 1, pp.42–49.
9. *Дмитриев В.И.* Обратные задачи электромагнитных методов геофизики. В кн. Некорректные задачи естествознания /Под ред. *А.Н. Тихонова, А.В. Гончарского.*– М.: МГУ, 1987.
10. *Боровиков И.П., Обухов Ю.В., Боровиков В.П., Пасечник В.И.* Новые алгоритмы восстановления сигналов и изображений, моделируемых при помощи дифференциальных уравнений. – Радиотехника и электроника, 1999, т. 44, № 8, с. 982–987.
11. *Батраков Д.О., Тарасов М.М.* Алгоритм решения обратных задач рассеяния на основе принципа максимума Понтрягина. – Радиотехника и электроника, 1999, т. 44, № 2, с. 137–142.
12. *Гринев А.Ю., Зайкин А.Е., Чебаков И.А.* Применение метода вычислительной диагностики в задачах подповерхностного радиозондирования.– Радиотехника, 2001, № 3, с. 21–27.
13. *Grinev A.Yu., Gigolo A.I., Chebakov I.A.* Solution of the inverse problems of subsurface radiolocation. – 4-th Internanional Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopol, Ukraine, 2003, 9-12-September, pp. 523–526.
14. *Qing A.* Electromagnetic imaging of two-dimensional perfectly conducting cylinders with transverse electric scattered field.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2002, vol. 50, no. 12, pp.1786–1794.
15. *Caorsi S., Massa A., Pastorino M., Rafetto M., Randazzo A.* Detection of buried inhomogeneous elliptic cylinders by a memetic algorithm.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2003, vol. 51, no. 10, pp. 2678–2884.
16. *Abenius E., Strend Bo, Alestra S.* Inverse electromagnetic Scattering using the finite-difference time-domain method.– Proceedings Millennium Conference on Antennas & Propag.– Davos, Switzerland, 2000.
17. *Daniels D.J.* Surface-Penetrating Radar.– London: The Inst. of Electronical Engineers, 1996.
18. Подповерхностная радиолокация / Под. ред. *М.И.Финкельштейна.* – М.: Радио и связь, 1994.
19. *Гринев А.Ю.* Восстановление геометрических и электрофизических параметров объектов в задачах подповерхностного зондирования. // Труды XII Всероссийской школы-конференции по дифракции и распространению волн.– М.: 2001, т.1, с.30–42.
20. *Sablin V.N,. Grinev A.Yu, Chebakov I.A.* Detecting and classifying of physical and geometrical characteristics of the subsurface through the use of computing diagnostics method for ground penetrating radar.– Proc. 9-th Internanional Conference on Ground-Penetrating Radar, Santa Barbara, USA , 2002, pp. 230–235.

21. *Гринев А.Ю., Воронин Е.Н.* Электродинамическая формализация радиоголографических задач. Вопросы подповерхностной радиолокации.– М.: Радиотехника, 2005, гл. 1.
22. *Osumi N., Uceno K.* Microwave Holographic Imaging of Undeground Object.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 1985, vol. 33, no. 2, pp.152–159.
23. *Binningsbo J., Eide E.S., Hjelmstad J.F.* 3D migrationjf GPR array-antenna data.– Proc. 8-th Internanional Conference on Ground-Penetrating Radar, Australia, 2000, pp. 459–463.
24. *Lopes-Sanches J.M., Fortuni-Guasch J.* 3-D radar imaging using range migration techniques.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2000, vol. 48, no. 5, pp. 728–737.
25. Некорректные задачи естествознания /Под ред. *А.Н. Тихонова, А.В. Гончарского.*– М.: МГУ, 1987.
26. *Tavlov A., Hagness S. C.* Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method.– Boston, London, Artech House, 2000.
27. *Tavlov A.* Advances in Computational Electrodinamics: The Finite-Difference Time-Domain Method.– Boston, London, Artech House, 1998.
28. *Rahmat-Samii Y., Linden D.S.* Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms. – Wiley, New York, 1999.
29. *Goldberg D.E.* Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning.– Addison-Wesley, Reading, Mass., 1989.
30. *Корнеев В.В., Гареев.А.Ф., Васютин С.В., Райх В.В.* Базы данных. Интеллектуальная обработка информации.– М.: Нолидж, 2001.
31. *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач.– М.: Наука, 1979.
32. *Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В., Ягола А.Г.* Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация.– М.: Наука, 1983.
33. *Алифанов О.М., Артюхин Е.А., Румянцев С.В.* Экстремальные методы решения некорректных задач.– М.: Наука, 1988.
34. *Морозов В.А.* Регулярные методы решения некорректных задач.– М.: МГУ, 1974.
35. *Бакушинский А.Б., Гончарский А.В.* Итеративные методы решения некорректных задач.– М.: Наука, 1989.
36. *Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В., Ягола А.Г.* Численные методы решения некорректных задач.– М.: Наука, 1990.
37. *Гончарский А.В., Черепащук А.М., Ягола А.Г.* Некорректные задачи астрофизики.– М.: Наука, 1985.
38. *Василенко Г.И., Тараторин А.М.* Восстановление изображений.– М.: Радио и связь, 1986.
39. *Преображенский Н.Г., Пикалов В.В.* Неустойчивые задачи диагностики плазмы. – Новосибирск: Наука, 1982.
40. *Лаврентьев М.М., Романов В.Г., Шишатский С.П.* Некорректные задачи математической физики и анализа.– М.: Наука, 1980.
41. *Иванов В.К., Васин В.В., Танана В.П.* Теория линейных некорректных задач и ее приложения.– М.: Наука, 1978.
42. *Тихонов А.Н.* О решении некорректно поставленных задач и методе регуляризации. – ДАН СССР, 1963, т. 151, № 3, с. 501–504.
43. *Yee K. S.* Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media.– IEEE Trans. Antennas Propagat., 1966, vol. 14, no. 5, pp. 302–307.

44. *Berenger J. P.* Three-dimensional perfectly mached layer for the absorption of electromagnetic waves.– Journal Computational Physics, 1996, vol. 127, pp. 363-379.
45. *Mur G.* Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations. – IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 1981, vol. 23, pp. 377-382.
46. *Christopoulas C.* The Transmission Line Modelling Method. – New York: John Willey & Sons Inc., 1995, p. 232.
47. *Петров А.С., Иванов С.А., Королев С.А., Фастович С.В.* Метод матриц линий передачи в вычислительной электродинамике.– Зарубежная радиоэлектроника, 2002, № 1, с. 3-38
48. *Jiao D., Jin J.-M., Michielssen E., Riley D.J.* Time-Domain Finite-Element Simulation of Three-Dimensional Scattering and Radiation Problems Using Perfectly Matched Layers.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2003, vol. 51, no. 2, pp. 296-305.
49. *Gurel L., Oguz U.* Three-Dimentional FDTD Modelling of a Ground Penetrating Radar.– IEEE Trans.Geoscience Remote Sensing., 2000, vol. 38, no. 7, pp.1530-1521.
50. *Bourgeois J. M., Smith G.S.* A Fully Three-Dimentional Simulation of Ground Penetrating Radar: FDTD Theory Compared with Experiment.– IEEE Trans.Geoscience Remote Sensing., 1996, vol. 34, no. 1, pp. 28-36.
51. *Montoya T,P., Smith G.S.* Land Mine Detection Using a Ground Penetrating Radar Based on Resistively Loaded Yee Dipoles.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 1999, vol. 47, no. 12, pp. 1795-1806.
52. *Hagness S. C., Taflove A., Bridges J.E.* Three-Dimentional FDTD Analysis of a Pulsed Microwave Confocal System for Breast Concer Detection: Design of an Antenna-Array Element.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 1999, vol. 47, no. 5, pp. 783-791.
53. *Jiao D., Jin J.-M., Michielssen E., Riley D.J.* Time-Domain Finite-Element Simulation of Three-Dimensional Scattering and Radiation Problems Using Perfectly Matched Layers.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2003, vol. 51, no. 2, pp. 296-305.
54. Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн /Под ред. *Ю.К. Сиренко.*– Харьков: Крюк, 2000.
55. *Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К.* Оптимизация и технике: В 2 т. / Пер. с англ.– М.: Мир, 1986.
56. *Haupt R.L.* An introduction to genetic algorithms for electromagnetic. – IEEE Antennas Propagat. Mag., 1995, vol. 37, no. 1, pp. 7-15.
57. *Weile D.S., Michielssen E.* Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: review.– IEEE Trans. Antennas. Propagat., 1997, vol. 45, no. 3, pp. 343-353.
58. *Johnson J.M., Rahmat-Samii Y.* Genetic algorithms optimization in engineering electromagnetis.– IEEE Antennas Propagat. Mag., 1997, vol. 39, no. 4, pp. 7-25.

Глава 3

Моделирование работы георадара численными методами*

Современный георадар представляет собой радиолокатор для обнаружения неоднородностей (объемов с контрастной по отношению к окружающей среде диэлектрической проницаемостью) в средах со значительным поглощением и сильной дисперсией. Если для обычного радиолокатора основным фактором, определяющим ослабление сигнала и, таким образом, дальность обнаружения объекта, является сферическая расходимость электромагнитной волны, то в случае подповерхностной радиолокации дальность обнаружения определяется в большей степени затуханием и дисперсией сигнала в среде. Как правило, используются разнесенные передающая и приемная антенны (двухпозиционная или бистатическая локация). Это делается по двум причинам.

Во-первых, время переключения из режима передачи в режим приема в случае моностатической локации создает мертвую зону ощутимой глубины, что препятствует обнаружению объектов, расположенных на малых глубинах.

Во-вторых, разнесение излучающей и приемной антенн уменьшает требуемый динамический диапазон приемника радара на величину, равную затуханию сигнала прямого расхождения между антеннами (как правило, 20–30 дБ и более).

Так как большинство грунтов и пород обладают сильной дисперсией и коэффициентом поглощения, быстро растущим с увеличением частоты сигнала, для получения требуемого разрешения координат объекта приходится использовать максимально широкополосные сигналы. При указанной выше частотной зависимости затухания для увеличения глубины обнаружения при фиксированном энергетическом потенциале радиолокатора выбирается средняя частота излучаемого спектра как можно ниже, что, в конечном счете, определяется габаритами излучающей и приемной антенн. Задание максимальной глубины зондирования или разрешающей способности по глубине определяет локализацию спектра на частотной оси и, вообще говоря, не зависит от вида модуляции. Наиболее распространенным является использование ультракоротких СШП-импульсов (при формировании импульсов излучения используется, в основном, ударное возбуждение антенны перепадом напряжения).

---

* Авторы: В. Н. Марчук, В. Н. Секистов, В. М. Смирнов, О. В. Юшкова

3.1. Сверхширокополосные радиосигналы и основы построения георадаров

Работа традиционного радара начинается с формирования радиосигнала с заданным типом модуляции. В этом смысле в таких радарах в основном априори известен алгоритм анализа отраженного сигнала (уже при формировании сигнал «знает», что с ним будут делать после его отражения от цели и приема, например, заранее известно, что сигнал с линейной частотной модуляцией будут «сжимать» в результате согласованной фильтрации). Иная процедура формирования и излучения СШП-сигналов георадара. Одной из основных наиболее сложных проблем, возникающих при создании СШП-радара – генерация наносекундных импульсов с большой пиковой мощностью.

Зондирующий сигнал георадара обычно имеет форму около полутора периода колебаний (рис. 3.1,*а*). Основными его характеристиками являются амплитуда импульса u_0, период колебаний T_0, длительность импульса T, энергия импульса $E = \int u^2(t)dt$. Спектр такого импульса представлен на рис. 3.1,*б*. Основными характеристиками спектра являются центральная частота $f_0 \approx 1/T_0$ и ширина спектра Δf.

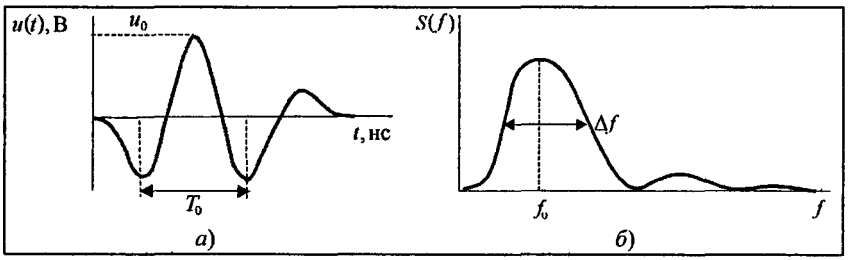


Рис.3.1. Зондирующий импульс георадара: *а* – форма сигнала, *б* – спектр

Аналитически такой сигнал можно представить в следующем виде [1]:

$$S(t) = A\{\exp(-\alpha t) - \exp[-(\alpha+\beta)t]\}\cos\omega_0 t,$$

где α, β – постоянные затухания и нарастания огибающей, соответственно; $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 – центральная частота спектра сигнала (она совпадает с центральной частотой полосы пропускания антенной системы).

Возможны и другие аналитические представления (модели) сигналов без несущей, например [2, 3]

$$S(t) = A[E(t) - E(t-T)]\sin^2\left(\pi\frac{t}{T}\right)\sin\omega_0 t,$$

где $E(t) = \begin{cases} 0, & t<0 \\ 1/2, & t=0 \\ 1, & t>0 \end{cases}$ – единичная функция Хевисайда.

Применение СШП-сигналов без несущей в подповерхностной радиолокации требует изучения вопросов не только генерирования видеоимпульсов больших мощностей, но и согласования их с антенными трактами, формирования зондирующих сигналов, анализа условий и особенностей распространения радиоволн в грунте и их взаимодействия с объектами исследования, а также особенностей приема, обработки и интерпретации измерений, достаточной для уверенной идентификации целей или подповерхностной структуры и свойств земных грунтов и грунта космических тел (планеты, кометы, астероиды и др.) [4-8].

Основными характеристиками традиционных сигналов являются несущая частота f_0 и ширина полосы спектра Δf. Обычно используют понятие относительной ширины полосы $\eta = \Delta f / f_0$. В соответствии с [5] целесообразно ввести более общее определение относительной полосы частот гармонических составляющих спектра сигнала

$$\eta = \frac{f_в - f_н}{f_в + f_н},$$

где $f_в$ – высшая, а $f_н$ – низшая частоты спектра.

В связи с введенным определением относительной полосы частот из типов радиолокационных сигналов можно выделить сигналы узкополосные ($\eta \ll 1$), широкополосные ($\eta < 1$) и сверхширокополосные ($\eta \le 1$).

Типичные радиолокационные сигналы имеют малую относительную полосу $\eta \le 0,01$. Использование таких сигналов является ограничением, обусловленным состоянием уровня радиоэлектронной техники. По мере ее развития стали применять широкополосные и СШП-радиосигналы. Это обусловлено тем, что исходные модулирующие сигналы, которые необходимо излучать и принимать в радиолокации, имеют большое значение η, вплоть до единицы.

Для излучения и приема СШП-сигналов, используемых в подповерхностной радиолокации, необходимы соответствующие антенны. Наиболее распространенными антеннами являются *диполи*. Их широкополосность достигается естественным демпфированием, когда антенна расположена на поверхности проводящего грунта. Результирующая частотная характеристика чувствительна к величине зазора между диполем и поверхностью грунта. Более эффективными в этом смысле являются широкополосные щелевые антенны с коротким резонатором. Эти антенны имеют на 20–25 дБ меньший уровень излучения в верхнее полупространство, что заметно снижает уровень помех от близко расположенных в верхнем полупространстве объектов.

Относительная полоса частот прямоугольного импульса длительностью T имеет значение $\eta = \dfrac{1}{f_0 T}$ и может быть сделана сколь угодно малой за счет выбора $f_0 = 1/T,\ 2/T, ...m/T, m = 1,2,3,...$

По мере увеличения m радиоимпульсы с синусоидальным заполнением все больше становятся похожими на периодическую синусоидальную функцию. Однако преобразовать большую полосу модулирующих сигналов в малую полосу с помощью большой частоты несущей f_0 не удается, если природные условия не позволяют выбирать требуемое значение несущей частоты большим. Именно с такой ситуацией приходится сталкиваться в подповерхностной радиолокации.

Фактически при постановке задач подповерхностной радиолокации *формулируются два взаимно исключающие (противоречащие) требования*, которые в наземных условиях сводятся к следующим:

необходимость обеспечить относительно большую (в масштабе длины волны) глубину зондирования порядка $\Delta z \approx 1-10$ м,

необходимость реализовать относительно малые значения разрешения по глубине $\delta z/\Delta z \le 0{,}1$, т.е. $\delta z \approx 0{,}1-1$ м.

Опыт отечественных и зарубежных работ показал, что интервал частот 50–200 МГц является оптимальным при выборе компромисса между приемлемой глубинностью зондирования и достаточно высокой разрешающей способностью для послойной дифференциации разрезов до глубин 10–15 м. Глубина зондирования зависит также и от динамического диапазона используемого радара. Потери энергии зондирующего импульса при отражении его от слоев с контрастной диэлектрической проницаемостью в геологических средах составляют примерно 20 дБ.

Для оценивания разрешающей способности и других характеристик сигналов, зависящая от двух переменных (время – частота) функция неопределенности разлагается в ряд Маклорена в окрестности начала координат. Этот вопрос требует более подробного обсуждения. Отметим только, что в предельном случае простой импульсной модуляции результаты, естественно, совпадают с оценками разрешения по критерию Релея.

3.2. Основы метода подповерхностной радиолокации

Для однородной изотропной среды распространение электрического поля удовлетворяет телеграфному уравнению

$$\Delta \mathbf{E} - \mu\sigma \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 .$$

Если пренебречь второй производной электрического поля, то это уравнение превратится в уравнение диффузии, а если пренебречь первой производной – мы получим волновое уравнение. Для того, чтобы определить, при каких условиях мы можем рассматривать только волновую часть поля, запишем телеграфное уравнение в частотной области: $\Delta \mathbf{E} = k^2 \mathbf{E}$, где k – волновое число, $k = \sqrt{-i\omega\mu\sigma - \omega^2\mu\varepsilon}$.

При условии, что $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \ll 1$, т.е. при низких проводимостях и высоких частотах, мы можем пренебречь диффузией и рассматривать только волновую часть электромагнитного поля.

Скорость распространения электромагнитной волны зависит от диэлектрической и магнитной проницаемостей среды. Для большинства пород значение магнитной проницаемости близко к единице и не зависит от частоты поля. С учетом этого, скорость распространения волны будет $V = \frac{c}{\sqrt{\mu_{отн}\varepsilon_{отн}}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{отн}}}$, где $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}$ – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме.

Скорость электромагнитных волн – наиболее важный для радарных исследований параметр среды, так как, с одной стороны, отраженные волны, которые мы регистрируем, возникают на границах сред с разными скоростями, а с другой стороны, разрешающая способность волновых методов определяется длиной волны λ, равной $\lambda = V/f$, где f – частота. Следовательно, диэлектрическая проницаемость и скорость распространения электромагнитных волн незначительно зависят от частоты и типа грунтов, а определяются, главным образом, их влагонасыщенностью. Значения диэлектрической проницаемости и скоростей для некоторых типов сред представлены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

	воздух	лед	песок сухой	глина	вода
$\varepsilon_{отн}$	1	3	5	16	81
V, см/нс	30	17	13	7,5	3,3
$\lambda(f$=100 МГц), м	3	1,7	1,3	0,75	0,3

3.3. Численное моделирование распространения сверхширокополосного импульса в слоисто-неоднородных слабопоглощающих средах

Численное моделирование отраженных сверхширокополосных импульсов сигналов с учетом слоистой структуры грунта, электрических параметров слагающих его сред и геометрии их границ представляет собой весьма сложную задачу, часто невыполнимую из-за недостатка исходных данных. Однако решение этой задачи даже в упрощенной формулировке позволяет глубже понять основные физические закономерности механизма формирования отраженного сигнала, выработать рекомендации для оптимального проведения натурных измерений и более полно интерпретировать полученные результаты. Оно придает наглядный характер выска-

занным предположениям, служит методической основой для решения во временной области обратной задачи подповерхностного зондирования как в части идентификации структуры подповерхностных неоднородностей, так и в части оценки диэлектрических характеристик грунта.

В первом приближении многие природные среды можно рассматривать как плоскослоистые, а электромагнитные волны – как плоские гармонические, направление распространения которых перпендикулярно к плоскости раздела. Будем считать, что диэлектрическая проницаемость атмосферы $\varepsilon = 1$, а диэлектрическая проницаемость грунта с учетом поглощения соответствует комплексной функции $\varepsilon(z, f)$.

Описание поведения падающей, отраженной и прошедшей волн в такой среде дает одномерное уравнение Гельмгольца (здесь и дальше производная функции по координате z обозначается штрихом)

$$Y''(z,f) + k^2 \varepsilon^*(z,f) Y(z,f) = 0, \tag{3.1}$$

где $k = \dfrac{2\pi}{c}$ – волновое число в вакууме, c – скорость света,

$$\varepsilon^*(z,f) = \begin{cases} 1, z < 0 \\ \varepsilon(z,f), z \geq 0. \end{cases}$$

Решение уравнения (3.1) в однородном полупространстве имеет вид $Y_1(z,f) = e^{ikz} + R(f)e^{-ikz}$, где $R(f)$ – коэффициент отражения падающей волны. Согласно [9] решение уравнения (3.1) в неоднородном полупространстве с заданной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon(z,f)$ можно определить как

$$Y_2(z,f) = Y_{21}(z,f) + Y_{22}(z,f), \tag{3.2}$$

где $Y_{21}(z,f) = \dfrac{a(z,f)}{\sqrt{n(z,f)}} e^{ik\int_0^z n(\tau,f)d\tau}$, $Y_{22}(z,f) = \dfrac{b(z,f)}{\sqrt{n(z,f)}} e^{-ik\int_0^z n(\tau,f)d\tau}$, $n(z,f) = \sqrt{\varepsilon(z,f)}$,

$a(z,f)$, $b(z,f)$ – функции, для которых выполнены условия:

$$\begin{aligned} a'(z,f) &= \frac{1}{2}\left[\frac{d}{dt}\ln\left(n(z,f)\right)\right] e^{-2ik\int_0^z n(\tau,f)d\tau} b(z,f); \\ b'(z,f) &= \frac{1}{2}\left[\frac{d}{dt}\ln\left(n(z,f)\right)\right] e^{2ik\int_0^z n(\tau,f)d\tau} a(z,f). \end{aligned} \tag{3.3}$$

Из условий непрерывности функций $Y_1(z,f)$, $Y_2(z,f)$ и их производных $Y_1'(z,f)$, $Y_2'(z,f)$ на границе $z = 0$ получим выражение для коэффициента отражения

$$R(f) = \frac{ik\left(Y_2(0,f)/Y_2'(0,f)\right) - 1}{ik\left(Y_2(0,f)/Y_2'(0,f)\right) + 1}. \tag{3.4}$$

Подставив (3.2) в (3.4), получим, что

$$R(f)=\frac{r_{01}+R^{*}(f)}{1+r_{01}R^{*}(f)}, \tag{3.5}$$

где $r_{01}=\dfrac{1-\sqrt{\varepsilon(0,f)}}{1+\sqrt{\varepsilon(0,f)}}$ – коэффициент отражения Френеля от границы $z=0$, а $R^{*}(f)=\dfrac{b(0,f)}{a(0,f)}$ – коэффициент отражения радиоволн от слоисто-неоднородного полупространства.

Так как параметры $a(0,f)$ и $b(0,f)$ связаны соотношением (3.3), то

$$b(0,f)=\frac{1}{2}\int_{0}^{\infty}\frac{n'(\xi,f)}{n(\xi,f)}\mathrm{e}^{2ik\int_{0}^{\xi}n(\tau,f)d\tau}a(\xi,f)d\xi. \tag{3.6}$$

Пределы интегрирования выбраны, исходя из того, что отраженная волна формируется всем неоднородным полупространством $[0,\infty)$.

Для природных сред в приближении геометрической оптики, функция $a(z,f)$ не зависит от координаты z и описывает исходную волну. При определении отраженной волны, функцию $b(0,f)$ зададим, используя соотношение (3.3). В этом случае

$$R^{*}(f)=\frac{1}{2}\int_{0}^{\infty}\frac{n'(\xi,f)}{n(\xi,f)}\mathrm{e}^{2ik\int_{0}^{\xi}n(\tau,f)d\tau}d\xi. \tag{3.7}$$

Таким образом, коэффициент отражения от неоднородного полупространства с произвольно заданным распределением по глубине диэлектрической проницаемости без учета вторичных отражений (как и в рамках приближения геометрической оптики) можно рассчитать по формуле

$$R(f)=\frac{r_{01}+\frac{1}{2}\int_{0}^{\infty}\frac{n'(\xi,f)}{n(\xi,f)}\mathrm{e}^{2ik\int_{0}^{\xi}n(\tau,f)d\tau}d\xi}{1+r_{01}\frac{1}{2}\int_{0}^{\infty}\frac{n'(\xi,f)}{n(\xi,f)}\mathrm{e}^{2ik\int_{0}^{\xi}n(\tau,f)d\tau}d\xi}. \tag{3.8}$$

Так как $R^{*}(f)$ определяется интегралом (3.7), то существует такое разбиение $\{z_j\}$ неоднородного полупространства, для которого справедливо соотношение

$$R^{*}(f)\approx R^{**}(f)=\frac{1}{2}\sum_{j=1}^{\infty}\frac{n'(z_j,f)}{n(z_j,f)}(z_{j+1}-z_j)\mathrm{e}^{2ik\int_{0}^{z_j}n(\tau,f)d\tau}. \tag{3.9}$$

Последнее означает, что неоднородное полупространство можно рассматривать как набор неоднородных слоев с границами $\{z_j\}$. Заметим, что здесь не требуется никаких условий для функции $n(z,f)$ кроме непрерывности.

Используя непрерывность функции $n(z,f)$, можно заменить выражение $2n(z_j,f)$ на $\left[n(z_j,f)+n(z_{j+1},f)\right]$ и $n'(z,f)$ на $\dfrac{n(z_j,f)-n(z_{j+1},f)}{z_j-z_{j+1}}$.

Тогда формула (3.9) будет иметь вид

$$R^{**}(f)=\sum_{j=1}^{\infty} r_{j,j+1} e^{2ik\int_0^{z_j} n(\tau,f)d\tau}, \qquad (3.10)$$

где $r_{j,j+1}=\left(\sqrt{n(z_j)}-\sqrt{n(z_{j+1})}\right)\Big/\left(\sqrt{n(z_j)}+\sqrt{n(z_{j+1})}\right)$.

Таким образом, коэффициент отражения плоских гармонических волн от неоднородного полупространства можно представить в следующем виде:

$$R(f)=\frac{r_{01}+\sum_{j=1}^{\infty} r_{j,j+1} e^{2ik\int_0^{z_j} n(\tau,f)d\tau}}{1+r_{01}\sum_{j=1}^{\infty} r_{j,j+1} e^{2ik\int_0^{z_j} n(\tau,f)d\tau}}, \qquad (3.11)$$

при этом дискретизация функции $n(z,f)$ по глубине должна обеспечивать совпадение интеграла и его суммы Дарбу.

Интенсивность вторичных источников оценивается значением производной Шварца или просто $d\varepsilon(z)/dz$. И, если эта функция достаточно гладкая, то формулу (3.10) можно записать в виде

$$R(f)=r_{01}+\sum_{j=1}^{\infty} r_{j,j+1} e^{2ik\int_0^{z_j} n(\tau,f)d\tau}. \qquad (3.12)$$

Формула (3.12) позволяет представить отраженную волну в виде суммы волн. Каждая из этих волн (назовем эти волны парциальными) отражается только от границы z_j с коэффициентом отражения $r_{j,j+1}$. При прохождении каждой волной пути от $z=0$ до $z=z_j$ и обратно влияние неоднородной среды учитывается множителем $e^{2ik\int_0^{z_j} n(\tau,f)d\tau}$.

Если среда поглощающая (функция $n(\tau, f)$ – комплексная), то отраженная волна в среде затухает. При этом затухание, естественно, зависит от поглощения и описывается множителем $e^{-2k\int_0^{\xi} \mathrm{Im}[n(\tau,f)]d\tau}$, а изменение фазы – $e^{2ik\int_0^{\xi} \mathrm{Re}[n(\tau,f)]d\tau + i\varphi}$, где φ – аргумент функции $F(\xi, f) = n'(\xi, f)/2n(\xi, f)$. Рассмотрим процесс формирования отраженного импульса.

3.4. Формирование отраженного импульса

Если радиолокационный сигнал описывается действительной функцией $s(t)$, то его гармонический состав (частотный спектр $S(f)$) в частотной области определяется преобразованием Фурье

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-2\pi i f t} dt \cdot$$

Спектр отраженного импульса $S^*(f)$ в частотной области соответствует $S^*(f) = R(f)S(f)$. Во временной области отраженный сигнал будет иметь вид

$$s^*(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\left(\sum_{j=0}^{\infty} r_{j,j+1} e^{2ik\int_0^{z_j} n(\tau,f)d\tau} \right) \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-2\pi i f t} dt \right] e^{2\pi i f t} df. \qquad (3.13)$$

Если среда недисперсионная, т.е. $n(z, f) \approx n(z)$, то формулу (3.13) можно преобразовать. С учетом того, что коэффициент отражения описывается интегралом по пространственной координате и в силу перестановочности интегралов по независимым координатам, отраженный импульс можно представить следующим образом:

$$s^*(t) = \sum_{j=0}^{\infty} r_{j,j+1} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-2\pi i f t} dt \right] e^{2\pi i f \left[t + \frac{2}{c}\int_0^{z_j} n(\tau)d\tau \right]} df \cdot$$

Выражение $\int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-2\pi i f t} dt \right] e^{2\pi i f \left[t + \frac{2}{c}\int_0^{z_j} n(\tau)d\tau \right]} df$ описывает исходный сигнал, сдвинутый во времени на величину $\frac{2}{c}\int_0^{z_j} n(\tau)d\tau$, если среда со слабым поглощением и величина $e^{-\frac{4\pi f}{c}\mathrm{Im}\int_0^{z_j} n(\tau)d\tau} \approx 1$.

Таким образом, отраженный сигнал может быть представлен суммой парциальных сигналов s_j^*, каждый из которых совпадает с начальным, умноженным на парциальный коэффициент отражения $r_{j,j+1}$ от границы z_j, и сдвинут во времени на величину $\Delta t = 2\int_0^{z_j} n(\xi)d\xi \Big/ c$.

3.5. Результаты численного моделирования работы георадара

Предложенный метод расчета сигнала отраженного от неоднородной среды удобен для предварительного анализа возможных натурных результатов, так как позволяет смоделировать отражение любого начального импульса от среды с любым распределением диэлектрических параметров по глубине. Исходный сигнал георадара зададим в виде $s(t) = \cos(2\pi ft)\sin^2(\pi f)$, $f = 100$ МГц. Вид такого сигнала представлен на рис. 3.2. Форма отраженного сигнала будет зависеть не только от диэлектрических свойств грунта, но и от наличия в нем выраженных границ между различными слоями.

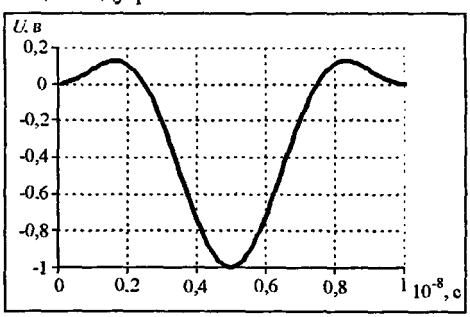


Рис. 3.2. Форма сигнала георадара, используемого при моделировании

Рассмотрим, например, отражение сигнала георадара от грунта, который состоит из слоя мерзлых пород толщиной 0,5 м, лежащего на песчаном грунте при различно выраженной границе перехода. Для этой частоты диэлектрическая проницаемость мерзлой породы $\varepsilon_1 \approx 4$, тангенс угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta_1 \approx 0{,}1$, для влажного песчаного грунта – $\varepsilon_2 \approx 9$, $\mathrm{tg}\delta_2 \approx 0{,}025$.

Резко выраженную границу раздела сред будем задавать кусочно-постоянной функцией $\varepsilon_1(z)$, сглаженную границу – слоем Эпштейна с различными степенями гладкости: $\varepsilon_2(z) = \varepsilon_1 + \dfrac{(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)\exp(z-d)/0{,}1}{1+\exp(z-d)/0{,}1}$ для $\mathrm{tg}\delta \approx 0{,}01$ и $\varepsilon_3(z) = \varepsilon_1 + \dfrac{(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)\exp(z-d)/0{,}05}{1+\exp(z-d)/0{,}05}$ для $\mathrm{tg}\delta \approx 0{,}01$ (рис. 3.3).

Из приведенных графиков на рис. 3.3 следует, что чем резче выражена граница перехода, тем точнее можно восстановить параметры ис-

следуемого грунта. Следует отметить, что восстановить параметры среды проще, если производная Шварца или $d\varepsilon(z)/dz$ функции не монотонные, как в предыдущем случае. Именно благодаря применению численных методов удается сформулировать представление об области, существенной при отражении радиосигналов неоднородной средой, т.е. локализовать в асимптотическом приближении область отражения – она сосредоточена в окрестности максимума производной Шварца.

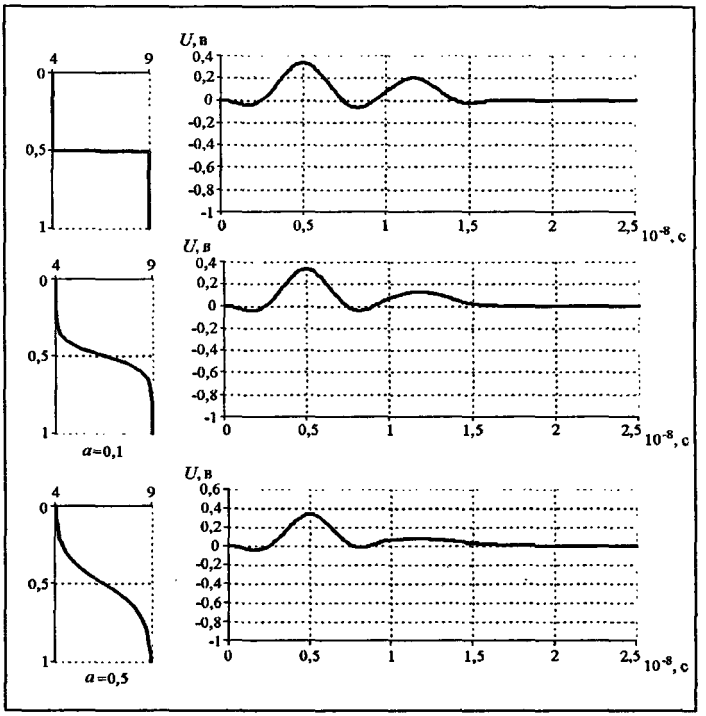


Рис. 3.3. Отражение от слоистой структуры «мерзлый грунт – мерзлый песок»

Рассмотрим следующую ситуацию: георадар расположен на поверхности воды. Толщина слоя воды 1 м, диэлектрическая проницаемость воды $\varepsilon_1 \approx 81$, $\mathrm{tg}\delta_1 \approx 0{,}01$, дно представляет собой песок с $\varepsilon_2 \approx 30$ и $\mathrm{tg}\delta_2 \approx 0{,}01$. В этом случае диэлектрическая проницаемость слоя больше, чем нижнего полупространства. Результаты расчета приведены на рис. 3.4.

На первом графике приведен отраженный сигнал от чистой воды, т.е. граница перехода «вода – песок» четко выделена. Следующий график – соответствует отражению от слоя «воды», но при наличии небольшого количества «ила» на «песке». В этом случае сигнал от слои-

стого дна слегка сдвинут, так как величина $2\int_0^{\tilde{}} n(\xi)d\xi \Big/ c$ по сравнению с предыдущими расчетами больше. Длительность отраженного сигнала несколько увеличена, так как число суммируемых парциальных сигналов больше, и они сдвинуты по отношению друг к другу. В третьем случае граница размыта настолько, что отраженный от дна сигнал визуально почти не виден.

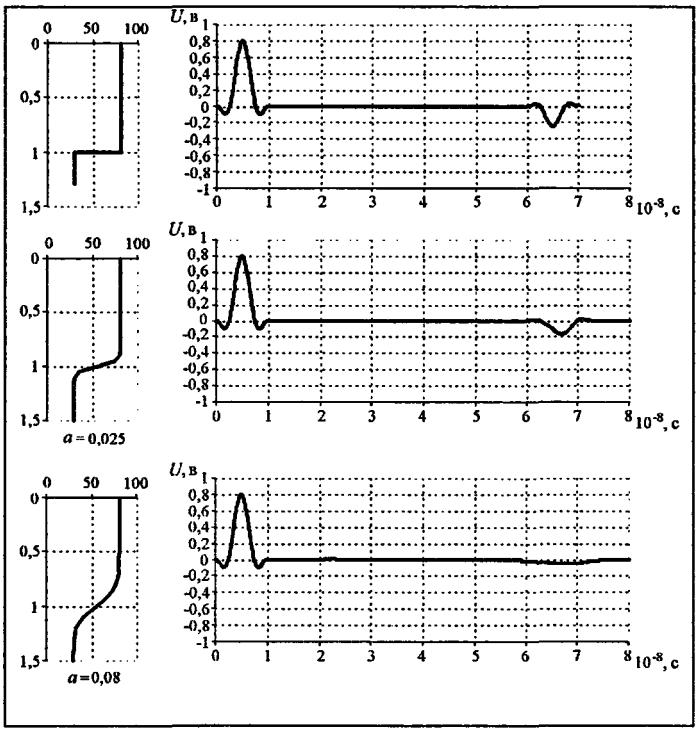


Рис. 3.4. Отражение от слоистой структуры «вода – песок»

Рассмотрим второй случай (рис. 3.4.)предыдущей модели с точки зрения замены плавно-неоднородной границы перехода между водой и песком на однородный слой ила. Фактически мы будем рассматривать трехслойную среду «вода – ил – песок». Параметры слоя «воды» остаются прежними. Пусть толщина слоя ила равна 0,15 м, диэлектрическая проницаемость данного слоя $\varepsilon_{1-2}=60$ и $\mathrm{tg}\delta_{1-2}\approx 0,01$. Диэлектрические параметры песка: $\varepsilon_2 \approx 30$, $\mathrm{tg}\delta_2 \approx 0,01$. При замене функции диэлектрической проницаемости, описываемой гладкой функцией Эпштейна, на кусочно-постоянную функцию, отраженные сигналы практически совпадают.

Иногда природные среды имеют только четко выделенные границы, но толщины этих слоев незначительны. Примером такой среды может служить лед. Рассмотрим систему «лед – вода – песок». Диэлектрическая проницаемость льда $\varepsilon_л = 3$, $\mathrm{tg}\delta_л \approx 0$. При толщине льда от 0,1 до 0,2 м и малой по сравнению с водой диэлектрической проницаемостью, этот слой почти не влияет на форму сигнала, отраженного от верхней границы воды. Его наличие проявляется только в существенном уменьшении времени прихода сигнала, отраженного от границы «вода – песок», так как величина $2\int_0^{z_1} n(\xi)d\xi \Big/ c$ уменьшается.

При отражении сигнала от слоя льда толщиной более 0,3 м при известном времени задержки сигнала от второй границы можно говорить о возможности восстановления диэлектрической проницаемости данной среды в целом. Этот численный эксперимент наглядно иллюстрирует важное правило: несмотря на то, что отраженный сигнал является суперпозицией парциальных сигналов их нельзя считать независимыми и исследовать по одиночке (рис. 3.5.).

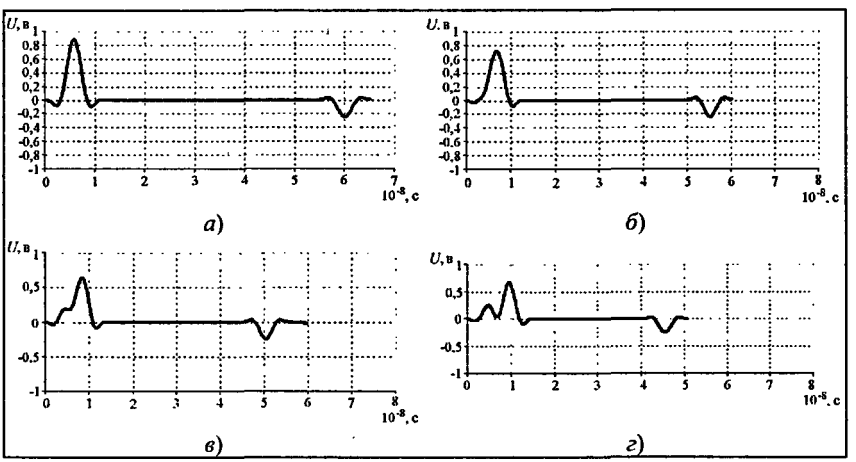


Рис. 3.5. Отражение от слоистой структуры «лед – вода» в зависимости от толщины льда: *а* –0,1 м, *б* – 0,2 м, *в* – 0,3 м, *г* – 0,4м

Это же правило справедливо для систем с нечеткими границами между слоями, например для слоистонеоднородной среды следующей конфигурации: лед – толщиной 0,1 и 0,5 м, далее вода, на глубине 1 м – песчаное дно со слоем ила (переход «вода – ил» рассчитывается по формуле Эпштейна с параметром $a = 0,025$, второй случай рис. 3.4).

3.6. Расчет диаграммы направленности антенны на границе двух сред

Для наземных георадаров, используемых для подповерхностного зондирования, существенным является вопрос взаимодействия ближнего поля антенн с поверхностью зондируемой среды. Излучение антенны, расположенной на границе двух сред, впервые было теоретически исследовано Зоммерфельдом в 1909 г.

Схема постановки задачи изображена на рис. 3.6. Антенна A расположена на высоте h над плоской границей, разделяющей однородные полупространства двух сред с соответствующими диэлектрическими проницаемостями ε_1 и ε_2, проводимостями σ_1 и σ_2, и магнитной проницаемостью $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$. Для гармонического сигнала $e^{j\omega t}$ комплексный волновой вектор $k_i = \beta_i - j\alpha_i = \omega\sqrt{\mu_0 \xi_i}$, $i = 1, 2$, а комплексный импеданс среды $\varsigma = \sqrt{\mu_0 / \xi_i}$, $i = 1, 2$, где $\xi_i = \varepsilon_i(1 - \mathrm{tg}\delta_i)$ – комплексная диэлектрическая проницаемость, $\mathrm{tg}\delta_i = \sigma_i / \omega\varepsilon_i$ – эффективный тангенс угла диэлектрических потерь. Электрическое поле антенны рассматривается в терминах асимптотического приближения при распространении на большие расстояния ($\lim(k_i r) \to \infty$).

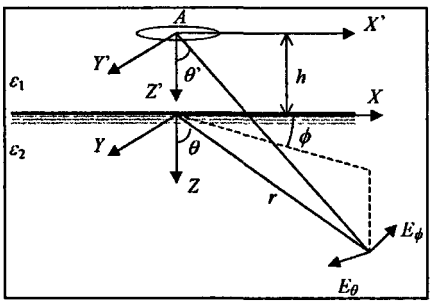


Рис. 3.6. Общая схема постановки задачи расчета ДН антенны на границе двух сред

Как следует из [10], ДН щелевой антенны с точностью до некоторого постоянного коэффициента можно описывать формулами для поля магнитного вибратора (рамки с током). В [11] приведены формулы для расчета компонент поля E_θ и E_φ электрического диполя:

$$E^{e}_{1\theta} = -\omega^2 \mu_0 p \sin\phi \left|\cos\theta\right| e^{jk_1 h\left|\cos\theta\right|} \left[1 - R_{\parallel}(K_{s1}) e^{-j2k_1 h\left|\cos\theta\right|}\right] e^{-jk_1 r} / 4\pi r, \quad (3.14)$$

$$E^{e}_{1\phi} = \omega^2 \mu_0 p \cos\phi e^{jk_1 h\left|\cos\theta\right|} \left[1 + R_{\perp}(K_{s1}) e^{-j2k_1 h\left|\cos\theta\right|}\right] e^{-jk_1 r} / 4\pi r, \quad (3.15)$$

$$E^{e}_{2\theta} = \omega^2 \mu_0 p k_{21} \sin\phi \left|\cos\theta\right| \exp\left(-jk_1 h\sqrt{1 - k_{21}^2 \sin^2\theta}\right) T_{\parallel}(k_{s2}) e^{-jk_2 r} / 4\pi r, \quad (3.16)$$

$$E^{e}_{2\phi} = \omega^2 \mu_0 k_{21} p \cos\phi \left|\cos\theta\right| \exp\left(-jk_1 h\sqrt{1 - k_{21}^2 \sin^2\theta}\right) T_{\perp}(k_{s2}) e^{-jk_2 r} / 4\pi r\sqrt{1 - k_{21}^2 \sin^2\theta}, \quad (3.17)$$

и магнитного диполя:

$$E^{m}_{1\theta} = \omega \mu_0 m k_1 \cos\phi e^{jk_1 h\left|\cos\theta\right|} \left[1 + R_{\parallel}(K_{s1}) e^{-j2k_1 h\left|\cos\theta\right|}\right] e^{-jk_1 r} / 4\pi r, \quad (3.18)$$

$$E^{m}_{1\phi} = \omega \mu_0 m k_1 \sin\phi \left|\cos\theta\right| e^{jk_1 h\left|\cos\theta\right|} \left[1 - R_{\perp}(K_{s1}) e^{-j2k_1 h\left|\cos\theta\right|}\right] e^{-jk_1 r} / 4\pi r, \quad (3.19)$$

$$E_{2\theta}^{m}=\omega\mu_0 mk_2\cos\phi\left|\cos\theta\right|\exp\left(-jk_1h\sqrt{1-k_{21}^2\sin^2\theta}\right)T_{\parallel}(k_{s2})\,e^{-jk_2r}\Big/4\pi r\sqrt{1-k_{21}^2\sin^2\theta}\,, \quad (3.20)$$

$$E_{2\phi}^{m}=-\omega\mu_0 mk_2\sin\phi\left|\cos\theta\right|\exp\left(-jk_1h\sqrt{1-k_{21}^2\sin^2\theta}\right)T_{\perp}(k_{s2})\,e^{-jk_2r}\Big/4\pi r\,, \quad (3.21)$$

где $R_{\parallel}(K_{s1})$, $R_{\parallel}(K_{s2})$, $R_{\perp}(K_{s1})$, $R_{\perp}(K_{s2})$ – соответствующие коэффициенты отражения R и прохождения T для рассматриваемых двух сред (индекс $\parallel$ соответствует продольной компоненте, индекс $\perp$ – поперечной):

$$R_{\parallel}(K_{s1})=\frac{k_{21}^2\left|\cos\theta\right|-\sqrt{k_{21}^2-\sin^2\theta}}{k_{21}^2\left|\cos\theta\right|+\sqrt{k_{21}^2-\sin^2\theta}}, \quad (3.22)$$

$$R_{\perp}(K_{s1})=\frac{\left|\cos\theta\right|-\sqrt{k_{21}^2-\sin^2\theta}}{\left|\cos\theta\right|+\sqrt{k_{21}^2-\sin^2\theta}}, \quad (3.23)$$

$$T_{\parallel}(K_{s2})=\frac{2k_{12}\sqrt{k_{12}^2-\sin^2\theta}}{k_{12}\left|\cos\theta\right|+\sqrt{k_{12}^2-\sin^2\theta}}, \quad (3.24)$$

$$T_{\perp}(K_{s2})=\frac{2\sqrt{k_{12}^2-\sin^2\theta}}{\left|\cos\theta\right|+\sqrt{k_{12}^2-\sin^2\theta}}, \quad (3.25)$$

а $k_{21}=1/k_{12}=k_2/k_1$ – отношение волновых чисел.

Рассмотрим, как зависит ДН антенны для различных соотношений диэлектрических проницаемостей. Очевидно, что в случае расположения антенны в однородной среде ($k_{12}=k_{21}=1$) коэффициенты отражения становятся равными нулю, коэффициенты прохождения равны единице и формулы (3.14, 3.15); (3.16, 3.17); (3.18, 3.19) и (3.20, 3.21) становятся равнозначными. При этом в экваториальной плоскости значение поля E_θ не зависит от направления (согласно [10] эта компонента для изолированного магнитного вибратора равна нулю), а в меридиональной плоскости E_ψ имеет зависимость квадрат косинус θ (рис. 3.7,*а*). В пространстве ДН диполя имеет вид тора (рис. 3.7,*б*).

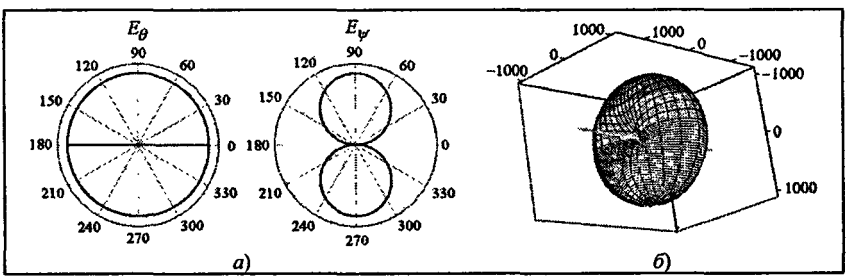


Рис. 3.7. Диаграмма направленности изолированного электрического (магнитного) диполя

В данной работе приведены расчеты для слабопоглощающих сред $\mathrm{tg}\delta_2 = 10^{-3}$. Рассмотрим два предельных случая: излучение антенны в легкий грунт, типа сухого песка ($\varepsilon_2 = 4$) и излучение в воду ($\varepsilon_2 = 80$). ДН для промежуточных значений диэлектрической проницаемости можно оценить, мысленно трансформируя ДН из одного предельного случая в другой, что подтверждается численными расчетами.

Для удобства анализа полученных ДН следует сделать ряд следующих замечаний. Каждый из последующих рисунков (рис. 3.8 – 3.13)состоит из четырех областей, обозначенных: *а*, *б*, *в* и *г*. На рис. 3.8, *а,б* – 3.13, *а,б* приведены две компоненты электрического поля магнитного и электрического диполей соответственно. В первых и вторых квадрантах изображены компоненты поля E_ϕ и E_θ в воздухе. В четвертых и третьих квадрантах – компоненты поля E_ϕ и E_θ в среде. На рис. *в* и *г* приведены пространственные изображения ДН магнитного и электрического диполей, рассчитанных для полного поля. Проекция отображения ДН выбрана таким образом, чтобы можно было наблюдать ее наиболее детально (как бы под углом снизу, из подповерхности). Тонкой прямой линией изображено направление оси диполя.

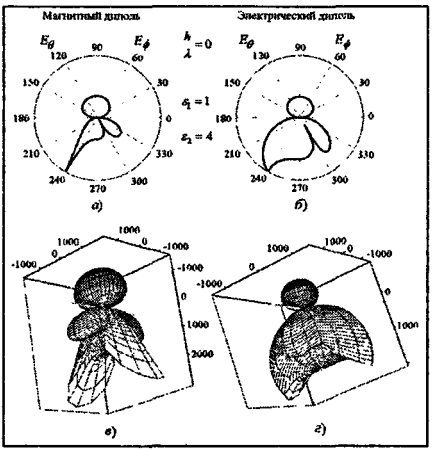


Рис. 3.8. ДН антенны на поверхности грунта

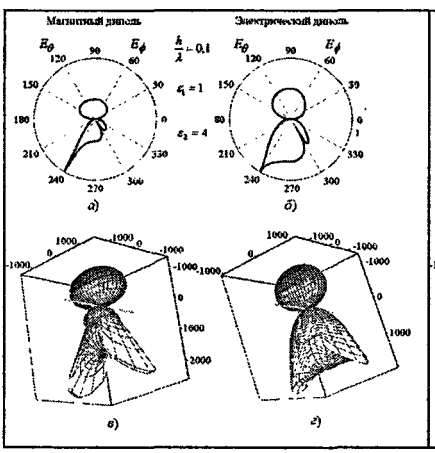


Рис. 3.9. ДН антенны над поверхностью грунта – $h = 0,1\lambda$

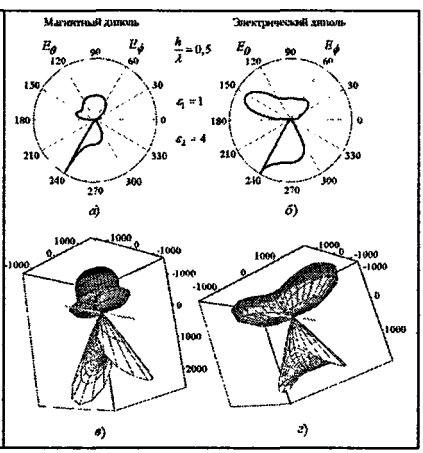


Рис. 3.10. ДН антенны над поверхностью грунта – $h = 0,5\lambda$

На рис. 3.8. изображены результаты расчета ДН электрического и магнитного диполей, расположенных на поверхности сухого песка. Электрический диполь имеет широкий центральный лепесток ДН в среде с углом раскрыва порядка 120°. В направлении оси диполя под углом −60° наблюдается узкий провал в ДН. Излучение электрического диполя в воздух симметрично во все стороны (за исключением границы воздух-грунт, где излучение полностью отсутствует) и по амплитуде в два - три раза меньше, чем в грунте. Диаграмма направленности магнитного диполя имеет более сложную форму. ДН излучения в грунт более узкая и изрезанная. В среднем излучение в грунт и в воздух сравнимы по амплитуде, но в направлении, перпендикулярном оси диполя под углом 240 и 300°, происходит резкое обострение ДН.

На рис. 3.9. изображены ДН диполей, приподнятых над поверхностью песка на $h = 1/2\,\lambda$. Ширина главного лепестка ДН электрического диполя при этом уменьшилась практически в два раза, соответственно величина излучения в воздух увеличилась. ДН магнитного диполя изменилась не столь существенно.

На рис. 3.10. изображены ДН диполей, приподнятых над поверхностью песка на $h = 1/2\,\lambda$. Главный лепесток ДН электрического диполя строго ограничен телесным углом 60°. В плоскости E_θ в направлении 30 и 150° величина излучения в воздух становится сравнимой с излучением в грунт. Главный лепесток ДН магнитного диполя также строго ограничен телесным углом 60°, но в плоскости E_θ в направлении 240 и 300° величина излучения в грунт резко усиливается. В остальных направлениях амплитуда излучения в воздух и в грунт для магнитного диполя сравнимы.

В случае размещения антенны на поверхности воды, диаграмма направленности меняется следующим образом: для электрического диполя свыше 90 процентов излучение уходит в воду, причем главный лепесток ДН широкий (угол около 120°) и сравнительно слабо изрезан. ДН магнитного диполя имеет более сложную форму: главный лепесток диаграммы направленности компоненты E_θ сужается до предела в окрестностях углов 260 и 280°, а компонента E_ϕ разделяется на два относительно широких лепестка в пределах от 200 до 250° и от 290 до 340° (рис. 3.11).

Для антенны, приподнятой на $1/10\,\lambda$ над поверхностью воды, происходит сильная фокусировка ДН электрического диполя в воде в телесном угле от 260 до 280°. Для магнитного диполя компонента E_ϕ в воде уменьшается в несколько раз по сравнению с E_θ (рис. 3.12). Излучение в воздух увеличивается в два - три раза по амплитуде по сравнению с диполями, расположенными на поверхности воды.

При отрыве антенны от поверхности воды на $1/2\,\lambda$ (рис. 3.13) ДН обоих диполей в воде еще более сужается, а амплитуда излучения в воздух становится сравнимой с максимумом ДН в воде.

Таким образом, для зондирования водной среды предпочтительным является использование антенны типа электрического диполя, расположенного строго на поверхности воды, так как направленность антенны при этом в несколько раз больше, чем для антенны, погруженной в водную среду. Для обычных грунтов

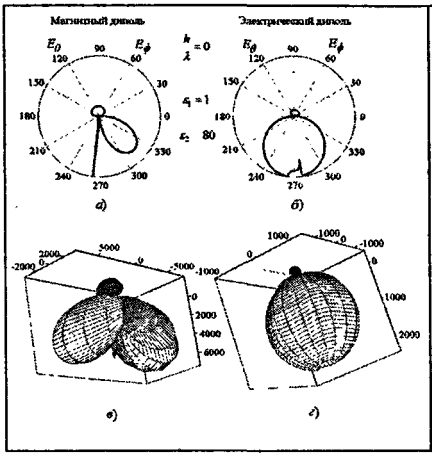


Рис. 3.11. ДН антенны на поверхности воды

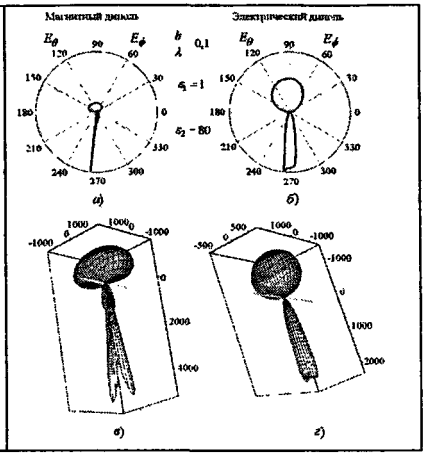


Рис. 3.12. ДН антенны над поверхностью воды – $h = 0,1\lambda$

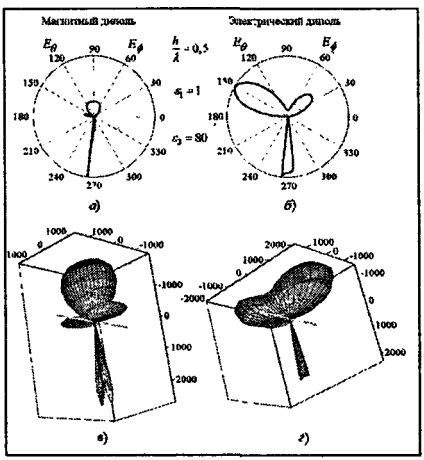


Рис. 3.13. ДН антенны над поверхностью воды – $h = 0,5\lambda$

использование антенн типа электрического диполя также является более предпочтительным, по сравнению с магнитным диполем (если не учитывать конструктивных особенностей антенн – щелевые антенны по линейным размерам раза в полтора меньше, чем биконический вибратор, при прочих одинаковых характеристиках). По возможности следует избегать отрыва антенн от поверхности исследуемой среды на величину больше 0,1 λ.

Результаты приведенных расчетов удовлетворительно соотносятся с экспериментальными данными, приведенными в работе [12], за исключением резких выбросов и провалов в ДН, которые не получили экспериментального подтверждения.

Выводы

При решении задач подповерхностного зондирования природные среды в первом приближении можно рассматривать как плоскослоистые. Отраженный сигнал может быть представлен суммой парциальных сигналов. Отраженный сигнал зависит не только от диэлектрических свойств грунта, но и от наличия в нем выраженных границ между различными слоями. Чем сильнее выражена

граница перехода, тем точнее можно восстановить параметры исследуемого грунта, так как области, существенные для отражения радиосигналов неоднородной средой, сосредоточены в окрестности максимума производной Шварца.

Для зондирования водной среды предпочтительным является использование антенны типа электрического диполя, расположенного строго на поверхности воды, так как направленность антенны при этом в несколько раз больше, чем для антенны, погруженной в водную среду. Для обычных грунтов использование антенн типа электрического диполя также является более предпочтительным по сравнению с магнитным диполем (если не учитывать конструктивные особенности антенн: щелевые антенны по линейным размерам раза в полтора меньше, чем биконический вибратор, при прочих одинаковых характеристиках). По возможности следует избегать отрыва антенн от поверхности исследуемой среды на величину больше 0,1 длины волны.

Литература к главе 3

1. *Панько С.П.* Сверхширокополосная радиолокация.– Зарубежная радиоэлектроника, № 1, с.106-114.
2. *Kennauch E.M., Moffatt D.L.* Transient and impulse approximation.– Proc. IEEE, 1965, vol. 53, no 8, pp.893 – 901 (Труды ин-та инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, русский перевод, 1965, т.53, № 8, с.1025 – 1034).
3. *Arcone S.A., Delaney A.J.* Dielectric properties of thawed active layers overlying permafrost using radar at VHF.– Radio Science, 1982, vol. 17, pp. 618–626.
4. *Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л., Кутев В.А.* Радиолокация слоистых земных покровов.– М.: Советское радио, 1977.
5. *Хармут Х.Ф.* Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи.– М.: Радио и связь, 1985.
6. *Daniels D.J., Gunton D.J., Scott H.F.* Introduction to subsurface radar.– Proc IEEE., 1988, vol. 135, no 4, pp.278-330.
7. *Андреев Г.А., Заенцев Л.В., Яковлев В.В.* Радиоволновые системы подповерхностного зондирования.– Зарубежная радиоэлектроника, 1991, № 2, с. 3-22.
8. *Строителев В.Г.* Методы обработки сигналов при подповерхностном радиолокационном зондировании.– Ibid., 1991, № 1, с.95-105.
9. *Андрианов В.А.* Подповерхностная радиолокация слоисто-неоднородного грунта планеты.– Радиотехника и электроника, 1992, т. 37, № 11, с. 1937–1948.
10. *С.И.Наденеико.* Антенны.– М.: Связьиздат, 1959.
11. *G.Smith.* Directive properties of antennas for transmission into a material half-space.– IEEE, Transactions on antennas and propagation, March 1984, vol. AP-32, no. 3.
12. *S.Valle, L.Zanzi, M.Sgeig, et al.* Ground penetrating radar antennas: Theoretical and experimental directivity functions.– IEEE, Transactions on geoscience and remote sensing, April 2001, vol. 39, no.4.

Глава 4

Алгоритмы обработки информации подповерхностного зондирования и их реализация в программном пакете Geo-Data*

Эффективность работы подповерхностных радаров во многом определяется алгоритмами и методами обработки информации, заложенными в их программном обеспечении, которое не только дополняет аппаратные средства обработки сигналов, позволяя улучшить отношение сигнал/шум, представить результаты обследования поверхности в удобном для восприятия оператором виде и скорректировать аппаратные погрешности, но и решает более сложные задачи выделения полезной информации и идентификации объектов. В последнем случае успех во многом зависит от наличия априорных сведений и правильности выбора модели среды.

В настоящее время разработано значительное число различных алгоритмов обработки сигналов подповерхностного зондирования [1–11]. В рамках ограниченного объема главы не ставилось задачи их описать или даже дать их обзор. Основное внимание сосредоточено на наиболее важных, по мнению автора, алгоритмах: инверсной фильтрации, синтезе апертуры, преобразовании Гильберта, пространственной обработке, проблемах, связанных с этим, и особенностях реализации программного пакета Geo-Data for Windows (GDW).

Существенные отличия в законах распространения сигналов в зондируемой среде вследствие наличия значительных потерь в диэлектрических слоях не позволяют использовать традиционные радиолокационные алгоритмы и методы обработки информации. При этом решающими являются следующие факторы:

наличие в среде слоев с резкими изменениями диэлектрической проницаемости (например, таких как воздух-грунт, плодородный слой-глина, глина-песок) приводит к реверберации и искажению отраженных сигналов;

частотно-зависимые потери искажают зондирующие сигналы (эти искажения тем больше, чем больше путь, пройденный сигналами в среде);

используемые для зондирования антенны имеют сравнительно небольшие размеры и обладают малой разрешающей способностью по продольным координатам.

---

* Автор: А. В Андриянов

Для преодоления негативных последствий указанных факторов применяются алгоритмы обработки, позволяющие улучшить разрешающую способность радара по глубине и продольным координатам: инверсной фильтрации и синтезе апертуры.

В ряде случаев улучшить интерпретацию позволяет применение к сигналам преобразования Гильберта. При этом возможно выделение положительной огибающей, мгновенной частоты и фазы сигналов, отраженных подповерхностными объектами.

При идентификации протяженных линейных объектов используются пространственные фильтры, позволяющие улучшить отношение сигнал/шум, контрастировать границы, определять объекты, расположенные в заданном направлении или выделить направление объектов. Ниже рассмотрены алгоритмы обработки информации подповерхностного зондирования, позволяющие решать указанные задачи обработки информации и использованные в пакете программной обработки информации GDW.

4.1. Алгоритмы инверсной цифровой фильтрации сигналов

Инверсная цифровая фильтрация отраженных сигналов подповерхностного радара применяется для повышения разрешающей способности по глубине и улучшения формы аппаратной функции. Аппаратная функция радара равна свертке зондирующего сигнала и ИХ приемно-передающего тракта, включая антенны и приемное устройство. Поскольку разрешающая способность по глубине $\Delta x = v\tau/2$, где v –скорость распространения сигнала в среде, а τ – длительность импульса, естественным требованием к аппаратной функции является ее близость к финитному импульсному сигналу, возможно меньшей длительности. Полоса пропускания высокочастотного тракта радара ограничена и определяется как свойствами среды распространения, так и другими техническими ограничениями. Следовательно, ограничена длительность зондирующих сигналов и разрешающая способность. Немаловажным также является требование обеспечения малых пульсаций нулевой линии аппаратной функции, обеспечивающее наблюдение слабых сигналов на фоне больших отражений.

Применение инверсной цифровой фильтрации позволяет улучшить качество аппаратной функции радара и информации, полученной на обследуемом участке поверхности. Инверсным цифровым фильтром обрабатывается каждая реализация отраженного сигнала. Рассмотрим три алгоритма цифровой инверсной фильтрации, отличающиеся наличием тех или иных априорных сведений.

Метод улучшения аппаратной функции. Аппаратная функция радара $g(t)$ может регистрироваться экспериментально при зондировании объекта с постоянным по частоте коэффициентом отражения (металлический лист, диэлектрический слой и т. п.) и содержит колебания, вызванные отражениями во входных и выходных трактах, прямым прохождением из антенны в антенну. Идеализированная аппаратная функция радара является δ-функцией Дирака. Однако, реализовать такую функцию на практике нельзя из-за ограниченности частотного диапазона работы аппаратуры, неидеальности антенно-фидерных трактов и частотных свойств среды распространения. Инверсный фильтр, улучшающий аппаратную функцию, основан на делении спектра отраженного сигнала на спектр реальной аппаратной (инверсной) фильтрации и использовании некоторой специально подобранной функции окна (желаемой аппаратной функции).

При этом возникают две проблемы. Первая проблема вызвана увеличением дисперсии шума в выходном сигнале по мере увеличения полосы частот инверсной фильтрации. Разработаны различные методы выбора частотного диапазона и регуляризирующих функций для оптимального нахождения амплитудно-частотной характеристики инверсного фильтра [1,12]. Однако, их применение не позволяет существенно уменьшить длительность аппаратной функции после фильтрации по сравнению с исходной функцией, даже при большой энергии зондирующего сигнала, из-за увеличения шумовой составляющей в выходном сигнале. Вторая проблема заключается в сложности нахождении самой аппаратной функции. Поскольку свойства антенн зависят от среды, то и аппаратная функция радара, определяемая экспериментально, может зависеть от среды, на которой проводятся измерения. Тем не менее, в ряде задач метод позволяет улучшить интерпретацию информации, получаемой при подповерхностном зондировании.

Алгоритм фильтрации можно записать в следующем виде:

находится аппаратная функция $g(t)$ и с помощью алгоритма БПФ вычисляется спектр аппаратной функции $G(\omega) = F\left[g(t)\right]$;

регистрируются отраженные сигналы $u_0(t)$ при перемещении антенн по поверхности, и вычисляется спектр каждой реализации $U_0(\omega) = F\left[u_0(t)\right]$;

отфильтрованные отраженные сигналы находятся по формуле

$$u_0^*(t) = F\left[\frac{U_0(\omega)}{G(\omega)} A(\omega)\right], \tag{4.1}$$

где $A(\omega)$ – функция окна, ограничивающая дисперсию шумов в результате фильтрации. Она должна быть близка к нулю на тех частотах, где малы значения спектральных составляющих отраженных сигналов.

Если вместо отраженного сигнала $u_0(t)$ в алгоритме использовать сигнал, регистрируемый при отражении от опорного объекта (металлический лист, диэлектрический слой), то $u_0^*(t)$ будет представлять скорректированную аппаратную функцию радара.

Задача инверсной фильтрации сигналов широко распространена и относится к некорректным задачам математической физики [12]. Различные методы регуляризации решения этой задачи отличаются способом ограничения дисперсии шумов на выходе фильтра и эквивалентны заданию определенной частотной зависимости функции $A(\omega)$. Поскольку кроме этого функция $A(\omega)$ определяет частотную характеристику аппаратной функции после фильтрации, на практике удобно использовать в качестве $A(\omega)$ обычные окна (Хэмминга, Наттола и др.). Область задания частотного диапазона окна определяется диапазоном рабочих частот радара. Кроме того, функция $A(\omega)$ может быть получена по желаемой форме временного сигнала $a(t)$ путем выполнения обратного преобразования Фурье. При выборе $a(t)$ следует учитывать, что если длительность этой функции меньше длительности зондирующего сигнала, то при инверсной фильтрации на выходе будет больший уровень шума, чем при ее большей длительности. В результате фильтрации форма аппаратной функции может быть приближена к требуемой, определяемой функцией $a(t)$. При этом задачей фильтрации часто является не уменьшение длительности аппаратной функции, а получение ее лучшей временной формы, свободной от колебаний вблизи нуля.

Метод прогнозирующей инверсной свертки. В методе прогнозирующей инверсной свертки [6] предполагается, что амплитуды и моменты прихода отраженных импульсов являются случайно распределенными величинами, а аппаратную функцию радара можно описать минимально-фазовой функцией.

Отраженный сигнал $u_0(n)$ равен дискретной свертке аппаратной функции $g(n)$ и некоторой случайной импульсной последовательности $z(n)$

$$u_0(n) = g(n) \otimes z(n) . \tag{4.2}$$

Если считать последовательность $z(n)$ случайной и некоррелированной, то автокорреляционная функция отраженного сигнала

$$r_j = w_j \sum_{n=1}^{N} u_0(n+j)u_0(n), j = 0, 1, 2, \ldots, M+\alpha , \tag{4.3}$$

совпадает с автокорреляционной функцией аппаратной функции $g(n)$.

Вспомогательная весовая функция $w_j = 1 - j/(M+\alpha)$.

В качестве модели аппаратной функции используется модель авторегрессии с параметром предсказания вперед α

$$g_{n+\alpha} = \sum_{j=1}^{M} b_j g(n-j) + u(n), \quad u_n = 0 \quad \forall n \neq 0, \quad u_0 = 1. \tag{4.4}$$

Для нахождения параметров b_j достаточно знания значений корреляционной функции r_j. Эта модель определяет минимально-фазовую аппроксимацию зондирующего сигнала (значения сигнала полностью определяются корреляционной функцией или модулем спектра).

Параметры b_j, минимизирующие среднеквадратическую ошибку предсказания сигнала моделью, находятся решением системы уравнений Юла –Уокера с параметром предсказания α

$$\begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \cdots & r_{M-1} \\ r_1 & r_0 & \cdots & r_{M-2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ r_{M-1} & r_{M-2} & \cdots & r_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdots \\ b_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_\alpha \\ r_{\alpha+1} \\ \cdots \\ r_{\alpha+M} \end{bmatrix}.$$

Эту систему уравнений можно решить, используя эффективные численные алгоритмы, например, алгоритм Левинсона.

При описании аппаратной функции радара моделью авторегрессии (4.4) ее спектр находится из выражения

$$G(e^{j\omega}) = \frac{1}{B(e^{j\omega})} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{M-1} b_i e^{-j\omega(i-\alpha)}}.$$

Фильтр инверсный аппаратной функции определяется как

$$K(e^{j\omega}) = \frac{1}{G(e^{j\omega})} = B(e^{j\omega})$$

и имеет импульсную характеристику

$\leftarrow \alpha \rightarrow$

$1 \quad 0 \quad 0 \quad \cdots \quad -b_1 \quad -b_2 \quad \cdots \quad -b_{M-2} \quad -b_{M-1}$,

поэтому выражение для инверсной фильтрации отраженного сигнала можно записать в виде

$$u_0^*(i) = u_0(i) - \sum_{n=1}^{M-1} b_n u_0(i-\alpha-n). \tag{4.5}$$

Соотношение (4.5) непосредственно используется для инверсной фильтрации отраженных сигналов. Параметр предсказания α определяется обычно экспериментально, исходя из наилучшего описания сигнала моделью или наилучших результатов инверсной фильтрации.

Метод не требует калибровочных операций для определения аппаратной функции, но имеет ограниченную область применения. Это вызвано тем, что использование соотношения (4.3) возможно только для сред со случайно распределенными неоднородностями по продольным координатам. Для слоистых сред это требование может не выполняться. Кроме этого, использование корреляционной функции для определения параметров модели (4.4), позволяет восстановить только ее минимально-фазовую часть. Как правило, аппаратная функция не является минимально-фазовой и возникает вопрос о возможности и качестве ее аппроксимации такой моделью. Ответить на этот вопрос можно только по результатам экспериментальных исследований.

Инверсная фильтрация с предсказанием спектра. Во многих случаях в задаче определения структуры подповерхностной среды достаточно найти параметры модели импульсной характеристики в виде

$$z(t) = \sum_{k=1}^{M} A_k e^{-j\psi_k} \delta(t - t_k), \tag{4.6}$$

где A_k , ψ_k и t_k – соответственно амплитуды, фазы и задержки отраженных сигналов.

Такое представление предполагает неограниченность спектра импульсной характеристики и является искомой редукцией реального прибора к идеальному прибору с бесконечно высокой разрешающей способностью. Возможность нахождения параметров модели во многом зависит от числа параметров M и уровня шумовых составляющих в отраженном сигнале. При небольшом числе параметров, их можно оценить, используя методы оптимального оценивания, при этом при большей энергии зондирующих сигналов будут получены лучшие результаты фильтрации и лучшая разрешающая способность.

Рассмотренный ниже метод [1], использует свойство аналитичности спектра сигнала, являющегося финитной функцией времени. В этом случае, частотная характеристика коэффициента отражения среды, равная обратному преобразованию Фурье импульсной характеристики $z(t)$ (4.6), представимая в виде

$$Z(\omega) = \sum_{k=1}^{M} A_k e^{-j\omega t_k - \psi_k} \tag{4.7}$$

является аналитической функцией частоты. Ее значения могут быть предсказаны по любому из ее известных участков.

Идея алгоритма фильтрации заключается в нахождении функции $Z(\omega)$ в области частот, где находится спектр зондирующего сигнала, предсказании ее в более широком частотном диапазоне и затем оценке параметров ИХ. Поскольку спектр является комплексной функцией час-

тоты, то в общем случае требуется использование комплексного алгоритма предсказания. Однако, мнимая и действительная части спектра казуального сигнала связаны преобразованием Гильберта. Поэтому для предсказания спектра достаточно восстановить его действительную часть, которая определяет четный сигнал $z_ч(t)$, равный $z(t)$ для $t>0$ и $z(-t)$ для $t<0$, – следовательно для восстановления сигнала после предсказания его действительной части спектра достаточно приравнять мнимую часть нулю, выполнить обратное преобразование Фурье и оставить сигнал только для положительных значений времени.

Эффективный численный алгоритм предсказания может быть получен, если учесть, что в дискретном виде сигнал в виде суммы комплексных гармонических функций (4.7) описывается моделью авторегрессии, которая в данном случае имеет вид

$$Z_k = \sum_{i=1}^{M} a_i Z_{k-i}. \qquad (4.8)$$

Для оценки параметров модели a_i разработано несколько численных методов (Левинсона, Берга, максимальной энтропии и др.). Все они основаны на решении системы уравнений с параметрами, определяемыми положительно определенной матрицей, составленной из коэффициентов корреляции известных значений сигнала (в данном случае значений спектра).

Алгоритм инверсной фильтрации может быть записан в следующем виде:

вычисляются спектры отраженного сигнала $u_0(t)$ и аппаратной функции $g(t)$; определяется действительная часть их отношения в области частот, где спектральные составляющие сигналов значительно превышают шум;

по действительной части спектра определяются параметры модели авторегрессии (4.7);

используя модель авторегрессии определяется спектр действительной части за пределами области частот, занимаемой зондирующим сигналом;

по действительной части спектра восстанавливается импульсная характеристика.

На последнем четвертом этапе можно применить численный алгоритм, основанный на использовании выражения для спектра модели авторегрессии $K(e^{j\mu}) = 1 \Big/ \sum_{i=1}^{M} a_i e^{-j\mu i}$.

В данном случае модуль функции описывает импульсную характеристику, у которой аргумент t определяет зависимость от времени.

Сумма в знаменателе вычисляется с помощью дискретного преобразования Фурье, если в качестве значений сигнала использовать параметры a_i. После вычисления дискретного спектра, например, с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье, находится его модуль и функция, обратная модулю. Для получения требуемого разрешения по времени можно дополнить последовательность a_i нулями.

4.2. Синтез апертуры при подповерхностном зондировании

Разрешающая способность радара по продольным координатам определяется шириной луча приемной и передающей антенн. Ширина луча зависит от эффективной площади антенны, определяемой ее апертурой. Возможности увеличения апертуры увеличением геометрических размеров антенн ограничены, поэтому применяются методы синтеза апертуры, основанные на обработке результатов измерений, полученных при движении антенн по поверхности.

Алгоритм формирования отраженного сигнала s_1 для точки поверхности X_i, Y_j, учитывающий M и N результатов зондирования по ортогональным продольным координатам можно описать выражением

$$s_1(t_k, X_i, Y_j) = \sum_{m=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} W_{mn} s(t_{mn}, X_i + m\Delta X, Y_j + n\Delta Y), \quad (4.9)$$

где M и N, Δx и Δy – число суммируемых отсчетов и шаг по осям x и y, W_{mn} – весовая функция, t_{mn} – задержка сигнала от исследуемого объекта до точки наблюдения на поверхности.

Выражения для прямоугольной и треугольной весовых функций имеют вид

$$W_{mn} = \frac{1}{MN}; \quad W_{mn} = \frac{4(M+1-2m)(N+1-2n)}{(M+1)^2(N+1)^2}.$$

Задержка t_{mn}, входящая в выражение (4.9), определяется в случае однородной среды выражением

$$t_{mn} = \frac{2}{\upsilon}\sqrt{(m\Delta X)^2 + (m\Delta Y)^2 + \left(\frac{\upsilon t_k}{2}\right)^2}. \quad (4.10)$$

Сигналы, отраженные от точечного объекта и регистрируемые радаром при его движении по поверхности вдоль одной координаты наблюдаются на задержке, определяемой расстоянием до объекта. По мере удаления антенн от объекта задержка сигналов, отраженных от объекта, увеличивается в соответствии с (4.10).

Если пренебречь искажениями сигналов в среде, то для координаты x_k все колебания, отраженные от объекта, при обработке в соответст-

вии с (4.9) сложатся синфазно. В других точках поверхности сигналы при обработке складываются с различными задержками по времени и амплитуда результирующего колебания при отстройке быстро убывает. При движении по одной координате задержка t_{mn}, изменяется по гиперболе, поэтому синтез апертуры называют в этом случае методом гиперболического суммирования.

Скорость распространения сигналов и крутизна гиперболы определяются диэлектрической проницаемостью среды. Поскольку заранее диэлектрическая проницаемость и скорость распространения обычно неизвестны, то их можно найти экспериментально, подгоняя изображение гиперболы на изображении профиля среза под экспериментальные результаты и определяя параметры получившейся гиперболы.

Полезным дополнительным свойством использования алгоритма синтеза апертуры является улучшение отношения сигнал/шум после обработки, поскольку происходит синфазное суммирование сигналов. Основным ограничением применения алгоритма синтеза апертуры на основе соотношения (4.7) является допущение об однородности подповерхностной среды, которое в большинстве случаев не выполняется.

Расчетные выражения метода синтеза апертуры с параметрами слоистой среды, имеющей толщины слоев (h_1, h_2, ..., h_D) и действительную часть комплексной диэлектрической проницаемости (ε_1, ε_2, ..., ε_D), можно записать в следующем виде [9]:

$$s_1(t_k, X_i, Y_j) = \sum_{d=1}^{D} F_d(t_{mnk}) \sum_{m=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} s(t_{mnk}, X_i + m\Delta X, Y_j + n\Delta Y); \quad (4.11)$$

$$F_d(t_{mnk}) = \begin{cases} 1, & \text{при } \tau_{d-1} \le t_{mnk} \le \tau_d \\ 0, & \text{при } t_{mnk} > \tau_d \\ 0, & \text{при } t_{mnk} < \tau_{d-1} \end{cases}; \quad t_{mnk} = \frac{2l_{p0}\sqrt{\varepsilon_p}}{c} + \sum_{d=1}^{p-1} \frac{2l_d\sqrt{\varepsilon_d}}{c};$$

$$l_d = h_d \sqrt{1 + \left(\frac{X_i + m\Delta X}{Z_k}\right)^2 + \left(\frac{Y_j + n\Delta Y}{Z_k}\right)^2}; \quad (4.12)$$

$$l_{p0} = h_{p0} \sqrt{1 + \left(\frac{X_i + m\Delta X}{Z_k}\right)^2 + \left(\frac{Y_j + n\Delta Y}{Z_k}\right)^2}; \quad (4.13)$$

$$h_{p0} = \frac{c(t_k - \tau_{p-1})}{2\sqrt{\varepsilon_p}}, \quad Z_k = \left(t_k - t_c - \sum_{d=1}^{p-1} t_d\right) \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_p}} + \sum_{d=1}^{p-1} \frac{ct_d}{2\sqrt{\varepsilon_d}},$$

где t_d – задержка сигнала в слое d среды при $m=0$ и $n=0$, τ_d – задержка сигнала до $(d+1)$-й границы раздела среды при $m=0$ и $n=0$, h_{p0} – рас-

стояние от $p-1$ слоя до объекта, l_d – задержка сигнала в слое d среды при $m \neq 0$ и (или) $n \neq 0$, l_{p0} – задержка сигнала в слое p среды при $m \neq 0$ и (или) $n \neq 0$, t_c – задержка смещения первого сигнала относительно нуля.

Если учесть рефракцию сигнала в слоях с разной диэлектрической проницаемостью, то выражения (4.12) и (4.13) можно переписать в виде:

$$l_d = h_d \sqrt{1 + \left(\frac{(X_i - m\Delta X)/\sqrt{\varepsilon_d}}{h_{p0}/\sqrt{\varepsilon_p} + \sum_{w=1}^{p-1} (h_w/\sqrt{\varepsilon_w})} \right)^2 + \left(\frac{(Y_j - n\Delta Y)/\sqrt{\varepsilon_d}}{h_{p0}/\sqrt{\varepsilon_p} + \sum_{w=1}^{p-1} (h_w/\sqrt{\varepsilon_w})} \right)^2},$$

$$l_{p0} = h_{p0} \sqrt{1 + \left(\frac{(X_i - m\Delta X)/\sqrt{\varepsilon_p}}{h_{p0}/\sqrt{\varepsilon_p} + \sum_{w=1}^{p-1} h_w/\sqrt{\varepsilon_w}} \right)^2 + \left(\frac{(Y_j - m\Delta Y)/\sqrt{\varepsilon_p}}{h_{p0}/\sqrt{\varepsilon_p} + \sum_{w=1}^{p-1} h_w/\sqrt{\varepsilon_w}} \right)^2}.$$

Параметры M и N задаются перед обработкой, исходя из визуального анализа изображения исследуемого участка. При малом затухании сигналов можно брать большие значения этих параметров.

Алгоритм синтеза апертуры для слоистой среды требует априорного знания толщины слоев или их диэлектрической проницаемости. В ряде задач такая информация имеется или может быть получена (например, при обнаружении объектов под дорожным полотном) и также может быть применен приведенный алгоритм.

4.3. Выделение огибающей, фазы и частоты отраженных сигналов

В ряде случаев выделение положительной огибающей упрощает интерпретацию информации подповерхностного зондирования, анализ фазовой характеристики позволяет отделить металличесие объекты от пустот и диагностировать направление изменения диэлектрической проницаемости, а зависимость частоты отраженных сигналов от времени помогает обнаружить и исследовать дисперсионные среды.

Соотношения для расчета огибающей, фазы и частоты отраженных сигналов. Для выделения огибающей $O(t)$ и фазы $\varphi(t)$ сигнала $s(t)$ используется аналитическое описание сигнала. Аналитический сигнал $a(t)$ – это комплексный сигнал, который образуется добавлением к вещественному сигналу $s(t)$ в качестве мнимой части его преобразования Гильберта $s'(t)$ $a(t) = s(t) + \mathrm{j}s'(t)$.

Важным свойством аналитического сигнала является то, что он имеет односторонний спектр $A(\omega)=2S(\omega)$, $\omega \geq 0$; $A(\omega)=0$, $\omega<0$.

Огибающая $O(t)$ и фаза $\varphi(t)$ аналитического сигнала описываются выражениями:

$$O(t)=\sqrt{s^2(t)+s'^2(t)}\,; \qquad \varphi(\omega)=\operatorname{arctg}\left(s'(t)/s(t)\right). \tag{4.14}$$

Мгновенную частоту сигнала $f(t)$ удобно определить через производную мнимой части логарифма аналитического сигнала

$$f(t)=\frac{1}{2\pi}\operatorname{Im}\left[\frac{d}{dt}\ln\left(a(t)\right)\right]=\frac{1}{2\pi}\operatorname{Im}\frac{a'(t)}{a(t)}=\frac{1}{2\pi O(t)}\left[\frac{ds'(t)}{dt}s(t)-\frac{ds(t)}{dt}s'(t)\right]. \tag{4.15}$$

Нахождение частоты на основе последнего выражения позволяет избежать дифференцирования разрывной функции, каковой является фаза сигнала, вычисляемая обычно на интервале $[-\pi,\pi]$. Основной операцией при вычислении функций на основе соотношений (4.14) и (4.15) является нахождение преобразования Гильберта. Ниже приведено два численных метода выполнения этого преобразования.

Преобразование Гильберта. *Первый метод.* В общем случае пара преобразований Гильберта задается соотношениями

$$s(t)=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{s'(\xi)}{t-\xi}\,d\xi, \qquad s'(\xi)=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{s(t)}{\zeta-t}\,dt=\Gamma\left[s(t)\right],$$

где Г[.] – обозначение преобразования Гильберта.

Поскольку подынтегральные выражения имеют особую точку, то на основе этих соотношений сложно реализовать численный алгоритм. Эффективный численный алгоритм вычисления преобразования Гильберта получим, используя следующие соотношения:

$$\Gamma\left[\sin(\omega t)\right]=\cos(\omega t), \Gamma\left[\cos(\omega t)\right]=-\sin(\omega t).$$

Таким образом, если сигнал разложен в ряд Фурье, то у сигнала, преобразованного по Гильберту, меняются местами действительная и мнимая части спектра.

Спектр сигнала, преобразованного по Гильберту $S'(\omega)$, можно записать следующим образом: $S'(\omega)=-\mathrm{j}\operatorname{sign}(\omega)S(\omega)$. Алгоритм вычисления преобразования Гильберта на основе данного соотношения с использованием дискретного преобразования Фурье изображен на рис. 4.1.

Второй метод численного нахождения преобразования Гильберта может быть найден, если найти дискретную импульсную характеристику преобразующего фильтра. Такая импульсная характеристика равна

$$h(n)=\begin{cases}\dfrac{2\sin^2(\pi n/2)}{\pi n}, & n\neq 0,\\ 0, & n=0.\end{cases}$$

Отсюда следует выражение для преобразования Гильберта

$$s'(n)=\frac{2}{\pi}\sum_{m=-\infty}^{\infty}s(n-m)\frac{\sin^2(\pi n/2)}{m}, \qquad m\neq n.$$

Если ограничиться конечной длиной импульсной характеристики, данное соотношение может быть реализовано с помощью цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ) фильтра.

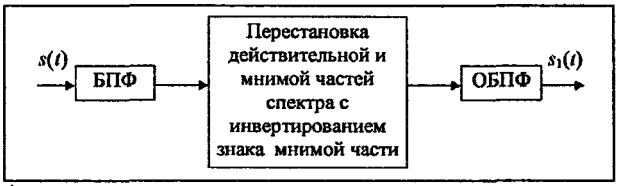


Рис. 4.1. Эффективный алгоритм вычисления преобразования Гильберта.

4.4. Пространственная цифровая фильтрация

Пространственная цифровая фильтрация используется для идентификации объектов после сбора информации по площади с определенным законом сканирования. Обычно сканирование осуществляется последовательно по продольным полосам со сдвижкой отдельных полос на фиксированное расстояние. Записанная таким образом информация, может рассматриваться как трехмерная и для ее обработки используются пространственные фильтры [7,8]. Поскольку объекты находятся, как правило, на некоторой глубине, то путем селекции временного интервала регистрации сигналов можно выделить заданный слой и провести в этом слое пространственную фильтрацию. Такая фильтрация осуществляется на основе двумерной цифровой КИХ фильтра.

Выходной сигнал $y(n_1,n_2)$ описывается выражением

$$y(n_1,n_2)=\sum_{m_1=1}^{M}\sum_{m_2=1}^{M}h(m_1,m_2)u(n_1-m_1,n_2-m_2),$$

где $u(n_1,n_2)$ – входной двумерный сигнал, представляющий дискретизированный отраженный сигнал как функцию координат по поверхности (для визуализации подповерхностного изображения напряжение отраженного сигнала обычно модулирует яркость или цвет на экране индикатора).

Двумерная импульсная характеристика $h(m_1,m_2)$ называется маской фильтра и может быть записана в виде матрицы

$$\mathbf{H}=\begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ . & . & \dots & . \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MM} \end{vmatrix}.$$

Рассмотрим некоторые двумерные цифровые фильтры, используемые при фильтрации. Поскольку шум, возникающий при движении антенн по поверхности, не коррелирован, в его спектре содержатся как низкие, так и высокие пространственные частоты. Подавление высоких пространственных частот является эффективным средством сглаживания шумов в изображении. Часто используются следующие шумоподавляющие маски:

$$\mathbf{H}=\frac{1}{9}\begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}; \quad \mathbf{H}=\frac{1}{10}\begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}; \quad \mathbf{H}=\frac{1}{16}\begin{vmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 2 & 4 & 2 \\ 1 & 2 & 1 \end{vmatrix},$$

где нормирующий множитель используется для получения коэффициента передачи фильтра на нулевых пространственных частотах, равного единице, чтобы не происходило смещения средней яркости обработанного изображения.

Если размерность маски для фильтрации большая, то эффективный численный алгоритм фильтрации получается использованием быстрого двухмерного преобразования Фурье для исходного изображения, умножением его на двухмерный коэффициент передачи фильтра и нахождением с помощью быстрого обратного преобразования Фурье отфильтрованного изображения.

Психофизические эксперименты показывают, что подчеркивание границ изображений позволяет лучше воспринимать изображения. Подчеркивание границ осуществляется с использованием ВЧ-фильтров. Типичные маски фильтров для ВЧ-фильтрации:

$$\mathbf{H}=\begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 5 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{vmatrix}; \quad \mathbf{H}=\begin{vmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 9 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{vmatrix}; \quad \mathbf{H}=\begin{vmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 5 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{vmatrix}.$$

Сумма элементов масок фильтров равна 1.

Признаком изображения объекта является его простейшая отличительная характеристика или свойство. Резкие изменения яркости, координат цвета или параметров, характеризующих текстуру, являются важными простейшими признаками, поскольку они определяют очертания объектов. Локальные разрывы значений яркости называются яркостными перепадами или яркостными контурами.

Для обнаружения перепадов вначале образуется массив с подчеркнутыми изменениями яркости, затем выполняется операция сравнения с порогом. Если верхний и нижний пороги яркости обозначить как T_U и T_L, то, если $y(j,k) < T_U$ – имеет место нисходящий перепад яркости; а если $y(j,k) > T_L$ – имеет место восходящий перепад.

Один из простейших способов контрастирования заключается в вычислении дискретных разностей. Подчеркивание вертикальных перепадов осуществляется горизонтальным дифференцированием, а подчеркивание горизонтальных перепадов – вертикальным дифференцированием. Диагональное контрастирование выполняется вычислением разностей уровней диагональных пар элементов изображения.

Двумерное дискретное дифференцирование можно выполнить с помощью КИХ фильтров с импульсными характеристиками, приведенными ниже: Приведены для примера маски типа «север», «северо-восток», «северо-запад»:

$$\mathbf{H} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \end{vmatrix}.$$

Направление курса указывает на направление склона перепада яркости, при котором фильтр дает максимальный отклик. Северная маска дает максимальный отклик при изменении яркости в вертикальном направлении снизу вверх. Градиентные маски в местах изображения с постоянной яркостью дают нулевой отклик.

Повышения контраста без учета ориентации можно получить с использованием оператора Лапласа, который может быть представлен следующими масками КИХ фильтра:

$$\mathbf{H} = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 4 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{vmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 4 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{vmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 8 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{vmatrix}.$$

Ограничивающим фактором линейных методов повышения контраста является некоторое усиление высокочастотного пространственного шума.

Пятном называется относительно маленькая область изображения, яркость которой значительно отличается от яркости ее окрестности. Отрезок линии определяется распределением яркости, которое должно иметь $\cup$-образную или $\cap$-образную форму в направлении, перпендикулярном направлению линии, и быть вытянутым вдоль линии. Для обнаружения пятна можно сначала осуществить сглаживание изображения с помощью ФНЧ размерностью M, а затем сравнить уровень каждого

элемента с уровнем соседних элементов справа, сверху, снизу, слева удаленных от него на расстояние в M элементов. Пятно выделяется, если разность превышает пороговое значение.

Контрастирование вертикальных, горизонтальных и диагональных отрезков линий осуществляется набором линейных масок:

$$\mathbf{H}=\begin{vmatrix}-1 & 2 & -1\\ -1 & 2 & -1\\ -1 & 2 & -1\end{vmatrix},\quad \mathbf{H}=\begin{vmatrix}-1 & -1 & -1\\ 2 & 2 & 2\\ -1 & -1 & -1\end{vmatrix},\quad \mathbf{H}=\begin{vmatrix}-1 & -1 & 2\\ -1 & 2 & -1\\ 2 & -1 & -1\end{vmatrix}.$$

Использование приведенных масок цифровых фильтров позволяет улучшать качество изображений и исследовать пространственное расположение подповерхностных объектов.

4.5. Реализация алгоритмов обработки в программном пакете "Geo-Data"

Программный пакет "Geo-Data for Windows" [11] предназначен для обработки геофизических данных и позволяет выполнять следующие операции:

чтение данных формата DZT (Data Zero Transformation), их индикацию и запоминание в формате BMP (Bitmap);

индикация проекций радиолокационного профиля среды в виде цветового двумерного графического изображения (или в виде отдельных реализаций);

нелинейное динамическое квантование сигнала цветовой гаммой;

выбор цветовой гаммы;

запоминание параметров индикации в INI-файле;

восстановление параметров индикации из INI-файла;

выравнивание временных задержек для компенсации неравномерности временного положения отраженных сигналов;

учитывание априорно известных параметров слоистой среды (детектирование границ раздела слоев, задание толщин слоев, задание диэлектрической проницаемости слоев, адаптивный пересчет координаты глубины объекта в слоистой среде);

цифровая фильтрация данных фильтрами низких и высоких частот;

пространственная цифровая фильтрация данных;

редактирование параметров данных;

арифметические преобразования над данными, такие как: интерполяция, децимация и вычитание данных;

"склеивание" данных двух отдельных BMP-файлов;

задание пользователем шаблонного усиления данных;

специальные преобразования над данными, приведенными выше: синтез апертуры, инверсная фильтрация, преобразование Гильберта;

запоминание преобразованных файлов в форматах DZT и BMP;
протоколирование проделанных преобразований над данными;
печать данных.

В состав пакета "Geo-Data for Windows" входит программа "Geo-Data 3D-Viewer", позволяющая производить трехмерную обработку измеренных данных.

▪ Рассмотрим примеры использования программного пакета. На крытом полигоне, содержащем мелкодисперсный сухой песок, расположены объекты: *металлический цилиндр* (h=6 см, d=9 см), диэлектрические TS-2.5, TS-6.1 и металлический ТМ-62М объекты. Схема расположения объектов показана на рис. 4.2. Сканирование исследуемой поверхности осуществляется вдоль полигона непрерывно по ширине с шагом сканирования 10 см (зарегистрировано 10 *полос*). Высота расположения антенн над поверхностью 30 см. Длительность зондирующего сигнала 0,35 нс, центральная частота 3 ГГц.

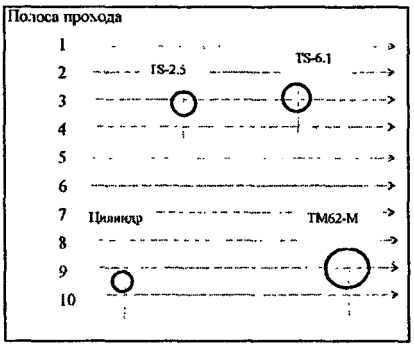


Рис. 4.2. Схема расположения объектов на полигоне (глубина залегания: TS-2.5 – 70 мм, TS-6.1 – 120 мм, ТМ-62М – 140 мм)

На рис. 4.3. и рис. 4.4. показаны результаты в виде скан-линий (временных реализаций отраженных сигналов) и в цветовом виде, когда амплитуда отраженных сигналов отображается цветом, для случая прохода над диэлектрическими и металлическими объектами соответственно. Первый отраженный сигнал соответствует отражению от поверхности грунта. Амплитуда отраженного сигнала зависит от выгнутости поверхности, которая фокусирует или рассеивает падающую волну. При проходе над диэлектрическими

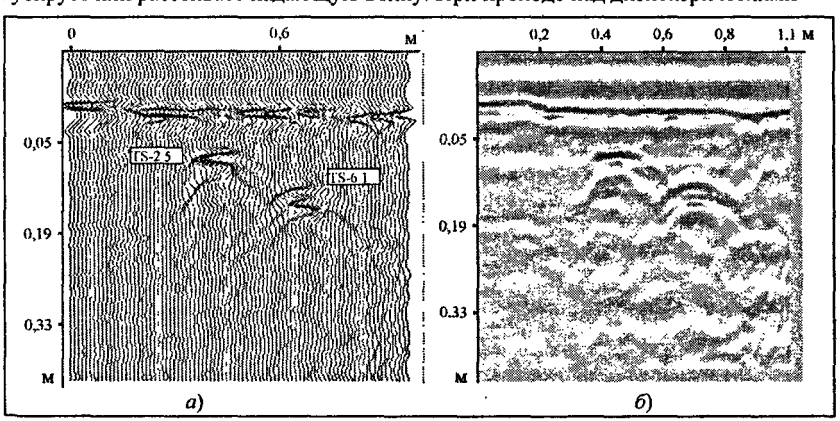
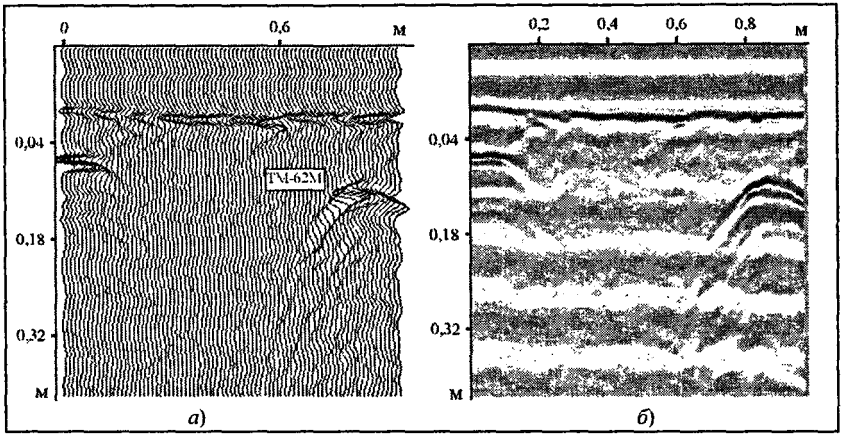


Рис. 4.3. Подповерхностный профиль при проходе по полосе *3* (см. рис. 4.2.) над объектами TS-2.5 и TS-6.1: *а* – в виде скан-линий, *б* – в цветовом изображении



а) *б*)

Рис. 4.4. Подповерхностный профиль при проходе по полосе *9* (см. рис. 4.2.) над металлическим цилиндром и ТМ-62М. *а* – в виде скан-линий, *б* – в цветовом изображении

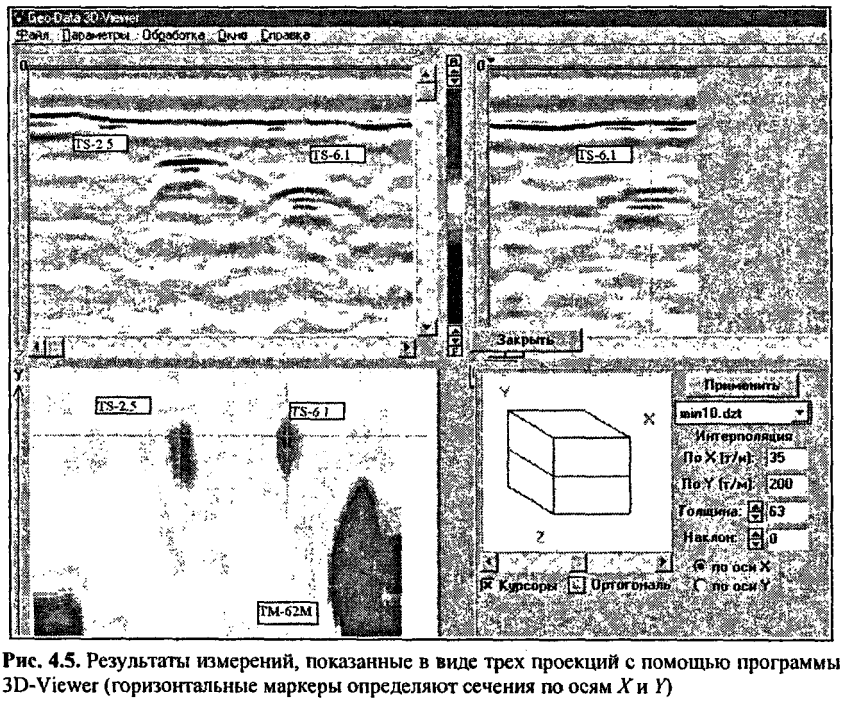


Рис. 4.5. Результаты измерений, показанные в виде трех проекций с помощью программы 3D-Viewer (горизонтальные маркеры определяют сечения по осям *X* и *Y*)

объектами зондирующий импульс проникает внутрь объекта и отражается от верхней и нижней стенок. Для металлических объектов на рефлектограмме преобладает сигнал, отраженный от верхней поверхности. Форма отраженного сигнала соответствует зондирующему сигналу, инвертированному по фазе на 180°.

На рис. 4.5. представлены результаты измерений с помощью программы 3D-Viewer. Отображены результаты измерений в плоскостях *XZ*, *YZ* и *XY*. При просмотре плоскости *XY* выбирается полоса просмотра по глубине (пунктирные линии). Между проекциями *XZ* и *YZ* показана использованная цветовая амплитудная шкала.

Как видно из рисунков объекты могут быть обнаружены без дополнительной обработки. На рис. 4.6. представлен результат обработки файла, (см. рис. 4.3.) с помощью программы синтеза апертуры антенн. Из рисунка видно, что после обработки более четко очерчен яркостной контур объектов, что позволяет более правильно определить область его нахождения.

На рис. 4.7. приведена схема расположения искусственных объектов, включающих отрезки арматуры, металлический цилиндр и ряд других предметов

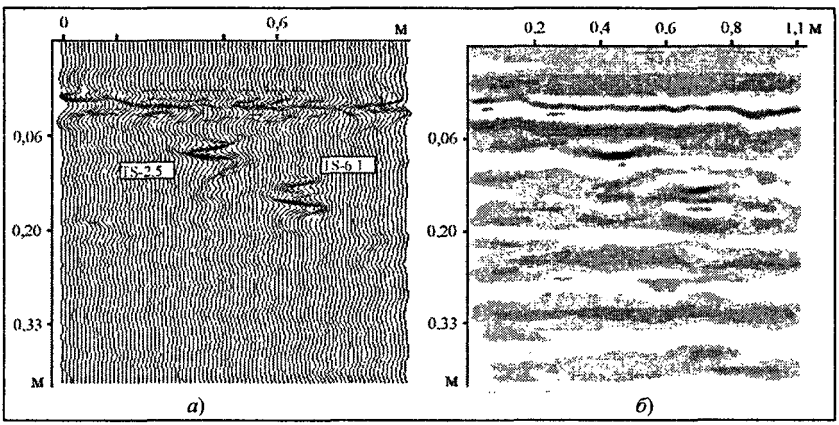


Рис. 4.6. Подповерхностный профиль после обработки с помощью программы синтеза апертуры (полоса *3*): *а* – в виде скан-линий, *б* – в цветовом изображении

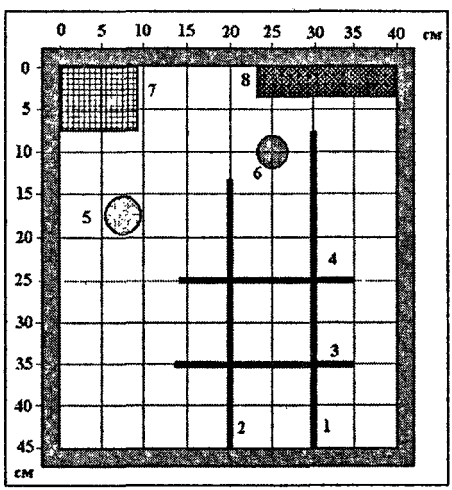


Рис. 4.7. Схема расположения объектов на полигоне: *1* – металлический стержень (арматура) l=37,5 см, d=0,8 см, h=11 см; *2* – металлический стержень (арматура), l=37,5 см, d=0,8 см, h=11 см; *3* – металлический стержень (арматура), l=22 см, d=0,8 см, h=6 см; *4* – металлический стержень (арматура), l=22 см, d=0,8 см, h=6,5 см; *5* – металлический цилиндр, l=4,5 см, d=4 см, h=6 см, ось направлена перпендикулярна поверхности; *6* – теннисный шар, d=3,5 см, h=11 см; *7* – металлический цилиндр, l=9,5 см, d=7,5 см, h=8 см, ось направлена параллельно поверхности; *8* – стальной лист, 17×4 см, толщина 0,05 см, h=17 см

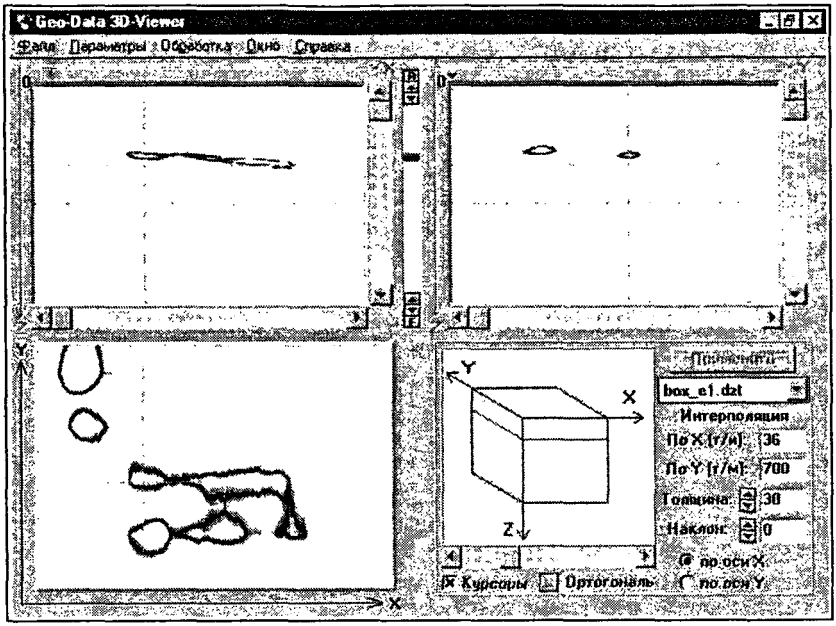


Рис. 4.8. Отображение слоя на глубине 6 см в плоскости *XY*

на экспериментальном полигоне и результат выделения из экспериментальных данных одного слоя по глубине 6 см. Как видно из рис. 4.8. после обработки и отображения информации возможно определение контуров и глубинного расположения объектов. Измерения проводились радаром с длительностью зондирующего сигнала 0,5 нс параллельными проходами по площади полигона. Для получения результата последовательно использованы следующие алгоритмы обработки информации: вычитание средней по трехмерному массиву реализации, синтез апертуры, выделение контуров.

Выводы

Описаны основные, наиболее важные алгоритмы, используемые для обработки информации, получаемой при подповерхностном зондировании. Представлено описание программного пакета и примеры его использования для отображения и обработки информации. Применение программного пакета Geo-Data для обработки информации при зондировании слоистых сред будет также рассмотрено в гл. 9 данной монографии.

Приведенные экспериментальные результаты показывают, что использование рассмотренных алгоритмов, позволяет существенно улучшить интерпретацию результатов подповерхностного

зондирования, разрешающую способность по глубине и пространственным координатам, а также скомпенсировать искажения, вызванные неидеальностью аппаратной функции. Вместе с тем, эффективность обработки информации существенно зависит от наличия априорной информации об исследуемых объектах и средах, поэтому разработка новых алгоритмов, позволяющих адаптироваться к среде измерений и учитывающих конкретные специфические особенности, представляется актуальной технической задачей.

Литература к главе 4

1. *Андриянов А. В. Шпак И. И.* Цифровая обработка информации в измерительных приборах и системах. – Мн.: Вышэйшая школа. 1987.
2. *Андриянов А. В., Терешенков Д. А.* Методы и алгоритмы обработки информации при подповерхностном зондировании. – Вестник Верхне-Волжского отделения Академии технологических наук Российской Федерации. Сер. Высокие технологии в радиоэлектронике. – Н. Новгород: 1996, № 1, с.12–19.
3. *Строителев В. Г.* Методы обработки сигналов при подповерхностном радиолокационном зондировании. – Зарубежная радиоэлектроника, 1991, № 1, с. 95–105.
4. *Гринев А. Ю.* Восстановление геометрических и электрофизических параметров объектов в задачах подповерхностного зондирования.– Труды XII Всероссийской школы-конференции по дифракции и распространению волн.–М.:2001, т.1. с.30–42.
5. *Гринев А.Ю., Гиголо А.И., Андриянов А.В.* Формирование изображений подповерхностных объектов спектральным методом.–Материалы 12-й международной конференции СВЧ- и телекоммуникационная техника.–Севастополь, 2002, с. 581–582.
6. Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. *А. В. Оппенгейма* – М.: Мир, 1980.
7. *Даджион Д., Мерсеро Р.* Цифровая обработка многомерных сигналов / Под ред. *Л. П. Ярославского* – М.: Мир, 1988.
8. *Прэтт У.* Цифровая обработка изображений / Под ред. *Д. С. Лебедева* – М.: Мир, 1982.
9. *Терешенков Д. А.* Разработка и исследование методов обработки сигналов в задачах подповерхностного зондирования электромагнитными импульсами. Дисс. … на соиск. уч. ст. к.т.н. – Н.Новгород: Нижегородский технический университет. 1998.
10. *Андриянов А. В., Зуев А. Б.* Применение метода линейного предсказания для повышения разрешающей способности импульсных измерительных систем. – Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника, 1981, № 2, с. 20–24.
11. *Андриянов А.В., Горячев В.М., Курамшев С.В.* и др. Аппаратно-программный комплекс для зондирования приповерхностных слоев земли. – Приборы и техника эксперимента, 1996, № 5, с. 157–158.
12. *Тихонов А. Н., Арсенин В. Я.* Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1979.

Глава 5

Импульсные радиолокаторы подповерхностного зондирования для диагностики строительных конструкций*

Радиолокаторы подповерхностного зондирования (РЛПЗ) используются при решении многих практических задач [1,2], причем сфера их применения постоянно расширяется [3,4]. Важное место среди них занимают РЛПЗ малых дальностей, предназначенные для неразрушающего контроля строительных конструкций, в частности, для обследования стен зданий, мостов и др. Подобные РЛПЗ используются для обнаружения малоразмерных неоднородностей и предметов в приповерхностном слое грунта на полях и железнодорожном полотне, при обследовании состояния взлетно-посадочных полос аэродромов и дорожного покрытия автомобильных дорог.

Для успешного решения перечисленных задач требуется, в частности, высокая разрешающая способность по дальности (глубине). Ее можно обеспечить путем зондирования обследуемой среды достаточно короткими импульсами. Это послужило одной из причин того, что в настоящее время наибольшее распространение получили импульсные РЛПЗ, использующие в качестве зондирующих сигналов видеоимпульсы нано- и пикосекундной длительностей.

Существенными преимуществами таких РЛПЗ являются:

простота схем формирования и приема сигналов;

обеспечение максимального проникновения излучения в среду за счет снижения средней частоты при сохранении ширины спектра, обеспечивающей требуемую разрешающую способность по дальности;

сравнительная простота отображения радиолокационной информации о подповерхностных объектах и определения глубины их залегания.

К числу наиболее успешных разработок короткоимпульсных РЛПЗ относятся радиолокаторы субнаносекундного диапазона серии «Дефектоскоп» [5–11]. Ниже рассматриваются особенности аппаратного и программного обеспечения этих РЛПЗ, приводятся их тактико-технические характеристики и результаты экспериментов, иллюстрируются некоторые методы цифровой обработки сигналов и изображений при импульсном подповерхностном зондировании.

---

* Авторы: В. Ю. Бодров, О. Н. Линников, Ю. Г. Сосулин, В. Н. Трусов, Б. А. Юфряков

5.1. Структура, особенности построения и основные характеристики РЛПЗ

Все РЛПЗ серии «Дефектоскоп» принадлежат классу бистатических импульсных РЛПЗ. Передающая и приемная антенны таких РЛПЗ разнесены на небольшое фиксированное расстояние, что позволяет обеспечить большой динамический диапазон принимаемых сигналов и отсутствие «мертвой зоны» приемника.

Одной из отличительных особенностей рассматриваемых РЛПЗ является наличие системы точного местоопределения, которая предназначена для нахождения текущего местоположения выносного антенного блока при сканировании поверхности строительной конструкции. Это обеспечивает автоматизацию сбора данных для последующего трехмерного отображения результатов радиолокационного зондирования пространственного объема под обследуемой поверхностью.

Разработаны различные варианты построения системы местоопределения в составе РЛПЗ. Один из них [5–7], использующий ультразвуковую систему местоопределения, представлен на рис. 5.1. Система местоопределения поискового узла (антенного блока) состоит из генератора ультразвуковых импульсов (УЗИ), ультразвукового излучателя в виде восьмиэлементной цилиндрической решетки, трех приемников УЗИ и устройства их обработки. Синхроимпульс от ПЭВМ через устройство обработки запускает генератор УЗИ, импульс которого с помощью ультразвукового излучателя излучается вдоль обследуемой поверхности. Форма ДН ультразвукового излучателя близка к круговой.

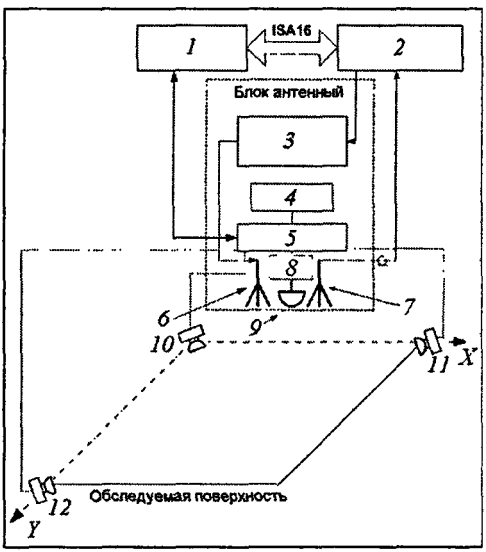


Рис. 5.1. Структурная схема РЛПЗ с ультразвуковой системой местоопределения: *1* – ПЭВМ; *2* – стробоскопический приемник; *3* – генератор зондирующих импульсов; *4* – кнопка; *5* – плата сбора данных; *6* – передающая антенна; *7* – приемная антенна; *8* – генератор УЗИ; *9* – излучатель УЗИ; *10*, *11*, *12* – приемники УЗИ.

Приемники УЗИ в моменты прихода к ним излученного импульса формируют измерительные выходные сигналы, поступающие на устройство обработки, которое измеряет три интервала времени между излученными

и принятыми импульсами. На основании этих данных персональная ЭВМ решает задачу определения текущего положения антенного блока как места пересечения трех окружностей с центрами в точках расположения приемников УЗИ (рис. 5.1.) и радиусами, равными произведениям измеренных интервалов на скорость звука в воздухе. Высокая точность местоопределения обеспечивается коротким ультразвуковым импульсом длительностью не более 0,2 мс с передним фронтом не более 0,03 мс, соответствующим малой пространственной протяженности – около 1 см. Основные характеристики ультразвуковой системы местоопределения [6]: погрешность определения местоположения – не более 0,5 см, радиус действия – не менее 10 м, масса ультразвукового излучателя – 75 г, масса приемника ультразвукового импульса – 60 г.

В одном из последних вариантов построения РЛПЗ серии «Дефектоскоп» [9–11] применена более простая система местоопределения – оптоэлектронная (рис. 5.2.).

Состав оптоэлектронной системы местоопределения:

оптопара – ИК-излучатель и ИК-фототранзистор;

шаблон координатной сетки;

блок обработки ИК-сигналов (плата управления сбором данных).

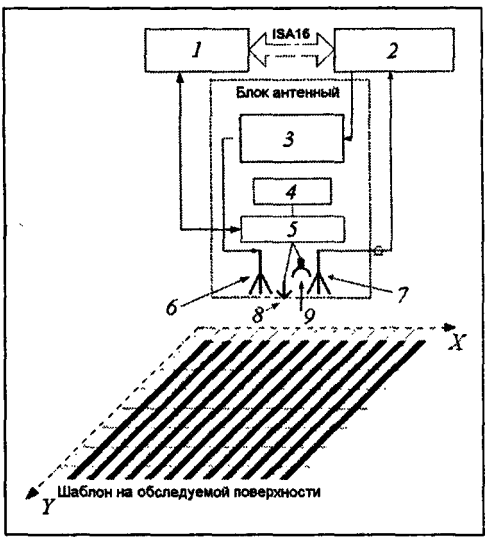


Рис. 5.2. Структурная схема РЛПЗ с оптоэлектронной системой местоопределения: *1* – ПЭВМ; *2* – стробоскопический приемник; *3* – генератор зондирующих импульсов; *4* – кнопка; *5* – плата сбора данных; *6* – передающая антенна; *7* – приемная антенна; *8* – ИК-излучатель; *9* – ИК-приемник.

Местоположение антенного блока определяется путем измерения моментов пересечения оптоэлектронным датчиком полос шаблона координатной сетки, укрепленного на обследуемой поверхности. Блок обработки преобразует сигнал оптоэлектронного датчика в логические уровни (0, 1), которые используются управляющей программой для формирования команды на запуск последовательности сигналов, зондирующих поверхность в заданных точках. Такое построение системы обеспечивает достаточно высокую скорость сбора данных: до 5 кв. м в час для сетки шаблона с размером ячейки 2×2 см.

Во всех рассматриваемых здесь вариантах РЛПЗ серии «Дефектоскоп» предусмотрено стробоскопическое преобразование, упрощающее обработку сверхширокополосных сигналов. В процессе такого преобразования временной интервал принимаемой реализации разбивается на 256 точек, в каждой из которых значение сигнала фиксируется в одном периоде зондирования. При этом короткий широкополосный сигнал, поступающий на вход стробоскопического приемника, преобразуется в длинный сигнал низкочастотного диапазона, обработка и отображение которого не представляет технических трудностей.

Стробоскопический преобразователь формирует также синхронизирующие импульсы, которые запускают генератор импульсов (рис. 5.2.). Синхроимпульсы подаются на буферный транзисторный усилитель, передний фронт выходного импульса которого запускает лавинный генератор, формирующий импульс 1,5 нс. Этот импульс укорачивается диодными обострителями. При подключении к выходному ВЧ-разъему генератора 50-омной нагрузки на ней формируются видеоимпульсы длительностью около 200 пс и амплитудой 16...20 В, частота повторения импульсов 100 кГц. Эти видеоимпульсы возбуждают передающую антенну, которая излучает электромагнитные волны в исследуемую среду.

В радиолокаторах серии «Дефектоскоп» используется оригинальная антенная система [10]. При выборе электромагнитных излучателей были проведены экспериментальные исследования антенн следующих типов: спиральных (плоских и конических), ТЕМ-рупоров, вибраторов различной формы с резистивными нагрузками. Кроме того, исследованы различные типы симметрирующе-согласующих устройств. Исходя из компромиссного удовлетворения ряда противоречивых требований по полосе пропускания, габаритным размерам, вносимым потерям и форме излучаемого импульса, в качестве излучателей выбраны вибраторные антенны с экраном специальной формы, описанные в [10]. Внешний вид разработанной антенной системы вместе с оптоэлектронным датчиком показан на рис. 5.3.

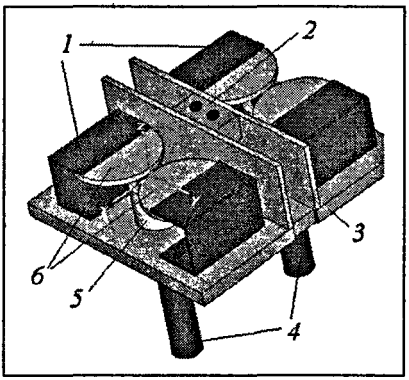


Рис. 5.3. Антенный блок: *1* – нагрузка; *2* – оптоэлектронный датчик; *3* – экран; *4* – отрезки 50-омного коаксиального кабеля; *5* – симметрирующе-согласующее устройство; *6* – вибраторный излучатель

Антенный блок выполнен в виде выносного узла размером 40×80×130 мм и состоит из передающей и приемной вибраторных ан-

тенн. К антеннам через симметрирующее устройство присоединены отрезки 50-омного коаксиального кабеля, один из которых соединяется с выходом генератора импульсов, а другой соединяется со входом стробоскопического преобразователя. Между приемной и передающей вибраторными антеннами встроена оптопара, обеспечивающая индикацию моментов ее перехода с черной полосы на белую. В ручке антенного блока установлена управляющая кнопка, обеспечивающая управление процессом сбора информации в некоторых режимах работы РЛПЗ. Оптоэлектронный датчик и управляющая кнопка соединяются с платой управления сбора четырехжильным низкочастотным кабелем.

Входное сопротивление вибраторной антенны составляет около 50 Ом. Это достигнуто выбором формы плоского вибратора, расстояния его до экрана и сопротивления концевых нагрузок, соединяющих вибратор с экраном. Влияние концевых нагрузок на форму зондирующего и принимаемого сигналов проиллюстрировано на рис. 5.4., где представлена форма сигналов без нагрузок (рис. 5.4,*а*) и с нагрузками (рис. 5.4,*б*).

Высокая степень развязки (около – 40 дБ) между приемной и передающей антеннами достигнута за счет их разделения металлическими экранами, пространство между которыми использовано для установки оптопары системы местоопределения.

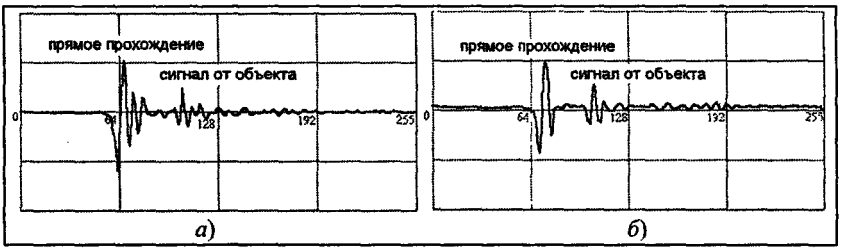


Рис. 5.4. Влияние концевых нагрузок вибраторов на форму сигналов: *а* – форма сигнала без нагрузок; *б* – форма сигнала с нагрузками

Выполнение рассматриваемых антенн в виде дисковых вибраторов, запитываемых коаксиальными кабелями с установленными ферритовыми кольцами и снабженных поглощающими экранами и поглощающими лентами, позволило улучшить форму зондирующего сигнала, в частности, существенно уменьшить пульсации в зондирующем сигнале. В результате характеристики РЛПЗ улучшились: снизилось число ложных тревог и повысилась разрешающая способность.

Ниже приведены некоторые тактико-технические характеристики одного из вариантов РЛПЗ «Дефектоскоп».

Импульсная мощность генератора, Вт.....8
Полоса пропускания приемника, ГГц.....0,5 – 4,5
Динамический диапазон, дБ.....40

Глубина зондирования, мдо .....0,5...1
Разрешающая способность:
в направлении зондирования, м.....0,02
в поперечном направлении, м.....0,03
Напряжение питания, В.....100...240 (50 Гц)
.....+12
Потребляемая мощность, Вт.....200
Масса с источником питания, кг.....не более 10

Конструктивно прибор выполнен с использованием промышленного ноутбука, в слоты расширения шины ISA-16 которого установлены дополнительные платы – стробоскопического приемника и блока сбора данных с генератором зондирующих импульсов. Эти многослойные платы изготавливаются методом поверхностного печатного монтажа. Антенный блок представляет собой отдельную конструктивную единицу и состоит из рукоятки с закрепленной на ней управляющей кнопкой, антенной системы и оптоэлектронного датчика.

Один из вариантов РЛПЗ «Дефектоскоп» предназначен для контроля качества дорожного покрытия. В этом случае длительность излучаемого импульса составляет 2 нс. Прибор устанавливается на тележке, в колесо которой встроена оптопара системы местоопределения.

5.2. Назначение и состав программного обеспечения РЛПЗ

Встроенное программное обеспечение РЛПЗ «Дефектоскоп» имеет разные модификации в зависимости от состава используемого оборудования и решаемых задач. Мы рассмотрим типовую конфигурацию с программным обеспечением в виде единой программы сбора и обработки данных. Программа предоставляет интерфейс для управления сбором, обработкой и отображением радиолокационных данных, зарегистрированных в процессе зондирования исследуемого пространства с использованием прибора «Дефектоскоп».

Основные операции и принципы построения программного обеспечения. В процессе сбора данных проводится сканирование антенной системой путем ее линейного перемещения в прямоугольной области, описываемой дискретными положениями в ортогональной системе координат XY (рис. 5.5,*а*). Антенная система имеет приемную и передающую антенны с одинаковой линейной поляризацией, разнесенные на расстояние $2d$. Ось X направлена вдоль перемещения антенной системы, а по оси Y фиксируются смещения траекторий перемещения. Ось Z отображает глубину зондируемого пространства. В процессе регистрации всем файлам зоны сканирования с определенной ориентацией антенн присваиваются одинаковые имена, причем в конце имени файла указывается

ориентация антенны по отношению к направлению перемещения. Расширение файла, записываемое тремя цифрами, соответствует порядковому номеру траектории, начиная с нулевого.

В представленном на рис. 5.5,*а* примере предполагается, что зона сканирования представляет собой горизонтальную плоскость, а в зондируемой среде находится единственный точечный отражатель, расположенный на глубине h ($z=h$) в начальной точке сканирования ($x=0$, $y=0$). Координаты антенной системы определяются по точке, расположенной посередине между передающей и приемной антеннами. Сканирование производится в прямоугольной области с границами X_{max} и Y_{max}. Кроме начальной точки показаны еще три точки сканирования (x,0), (0,y) и (x,y). Сплошными линиями показаны пути распространения сигналов от передающей антенны к отражателю R_1 и от отражателя к приемной антенне R_2.

При регистрации результатов зондирования в каждой точке сканирования с координатами (x,y) стробоскопический приемник фиксирует значения принятых сигналов в выбранном временном диапазоне (0,T_{max}) в дискретные моменты времени с интервалом Δt. В дальнейшем эти значения будем называть *временными отсчетами*. Если провести масштабирование пространственных координат сканирования (x,y) и временных отсчетов t таким образом, чтобы они принимали целочисленные значения, то все зарегистрированные данные можно представить в виде трехмерного массива чисел из $X_{max} * Y_{max} * T_{max}$ временных отсчетов. Этот массив чисел будем называть *пространством сигналов*. На рис. 5.5,*б* схематично представлено пространство сигналов, соответствующее результатам зондирования среды, показанной на рис. 5.5,*а*. Пунктирными линиями на рис. 5.5,*б* показан объем зарегистрированной информации.

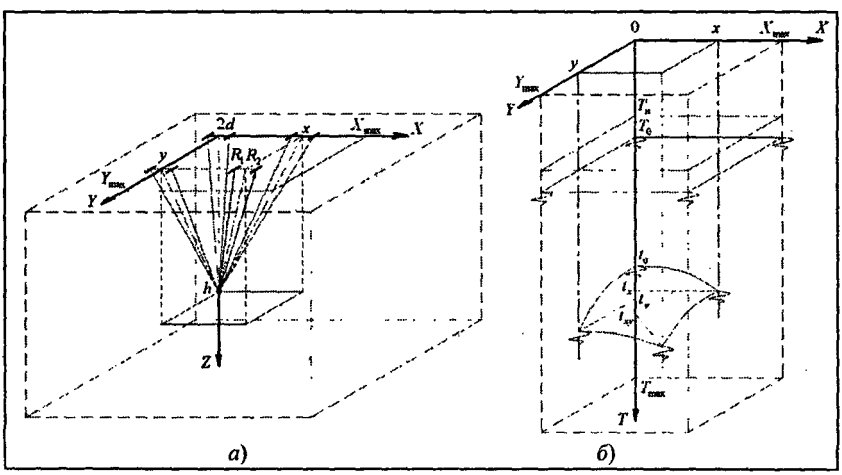


Рис. 5.5. Область зондирования (*а*) и пространство сигналов (*б*)

Точка $T_и$ на временной оси T соответствует моменту излучения сигнала передающей антенной. Показанное штрих-пунктирными линиями сечение пространства сигналов на этом уровне отмечает временные отсчеты, соответствующие моменту излучения. Точка T_0 на временной оси отмечает момент прихода излученного сигнала в приемную антенну. В большинстве случаев этот сигнал приходит с воздушной волной. Сплошными линиями показано сечение пространства сигналов, соответствующее моменту появления сигнала прямого прохождения во всех точках сканирования. На рис 5.5,б эти сигналы показаны в четырех крайних точках зоны сканирования в виде колебаний из трех полуволн.

Точка t_0 на временной оси соответствует моменту прихода сигнала от точечного отражателя, расположенного в нашем случае на глубине h. Точка t_x на временной оси соответствует моменту прихода сигнала от точечного отражателя при расположении антенной системы в точке сканирования с координатами $(x,0)$. Точка t_y на временной оси соответствует моменту прихода сигнала от точечного отражателя при расположении антенной системы в точке сканирования с координатами $(0,y)$. Точка t_{xy} на временной оси соответствует моменту прихода сигнала от точечного отражателя при расположении антенной системы в точке сканирования с координатами (x,y).

На рис. 5.5,*б* схематично показаны траектории изменения временного запаздывания сигнала от точечного отражателя в пространстве сигналов при перемещении антенной системы по границам прямоугольника, нарисованного сплошными линиями в зоне сканирования. Далее такие траектории мы будем называть «фронтальными годографами», которые соответствуют первым вступлениям фронтов волн, отраженных от определенного объекта. В данном примере это отражающая точка с координатами $(0, 0, h)$, показанная на рис. 5.5,*а*.

Геометрическое пространство, в котором отображаются результаты обработки пространства сигналов, будем называть *пространством интерпретации.*

Рассматриваемая программа обеспечивает выполнение следующих операций:

настройку оборудования и установку режимов работы прибора;

ручное сканирование поверхностей с настройкой параметров измерений;

полуавтоматическое сканирование поверхностей с определением координат по сигналам оптопары, формируемым в процессе движения по фотошаблону;

регистрацию данных зондирования, получаемых в процессе сканирования антенной системой по поверхности просматриваемой среды;

выполнение экспресс-анализа зарегистрированных данных с отображением их в виде двумерной яркостной картины по совокупности реали-

заций и с возможностью проведения простейших операций по улучшению наблюдаемости скрытых объектов и оценке глубин их залегания;

сохранение зарегистрированных данных в виде системы файлов на магнитных носителях;

загрузку ранее зарегистрированных данных и представление их в виде трехмерных изображений пространства сигналов с возможностью одновременного отображения данных для двух поляризаций;

проецирование вдоль осей координат на внешнюю плоскость совокупности анализируемых сигналов, превысивших регулируемый порог, с использованием цвета для выделения диапазона глубин отображаемых объектов;

отображение зарегистрированных данных в виде графиков сигналов и их спектров;

отображение радиолокационных данных (исходных и результатов обработки) в любых ортогональных плоских сечениях в виде яркостных (цветных или черно-белых) двумерных изображений;

настройку яркости и контрастности изображения при отображении сечений в виде черно-белых изображений в градациях серого;

отображение сечений в цвете с формированием цветового клина и возможностью выбора оператором подходящей палитры;

компенсацию средних значений выбранных пользователем зон для улучшения наблюдаемости скрытых объектов;

определение скорости распространения сигнала в среде по отражениям от локальной неоднородности методом «подбора гиперболы»;

оценивание протяженности объектов вдоль оси сканирования путем измерения величины смещения асимптот аппроксимирующей гиперболы относительно нулевого уровня;

пространственно-временную обработку сигналов методом синтезирования апертуры для локализации сигналов от обнаруженных объектов по двум или одной пространственной координате;

измерение и отображение глубины залегания и координат в плоскости зондирования для указанных оператором объектов по задаваемой оператором диэлектрической проницаемости или скорости распространения в среде;

отображение пространства интерпретации в отдельном окне с применением средств графической библиотеки OpenGL, что позволяет использовать различные режимы его представления (динамическую пространственную визуализацию, реализуемую методами вращения, перемещения и масштабирования, выделение отдельных объектов и применение эффекта «прозрачности» для улучшения их наблюдаемости);

интерактивную пороговую обработку в выбранных локальных зонах;

сохранение получаемых в процессе обработки изображений в формате BMP;

предоставление справочных данных, а также возможностей формирования текстовых отчетов и вызова внешних программ.

В процессе создания программы разработчики руководствовались следующими принципами. Основное внимание уделялось минимизации действий оператора при выполнении операций по обработке сигналов. Для этого был выбран минимальный состав наиболее эффективных алгоритмов обработки, а для их реализации создано минимальное число диалоговых окон, в каждом из которых выполняется целая группа операций с использованием управляющих элементов окна. Для обеспечения наглядности и возможности анализа результатов предполагаемой обработки данных на экране монитора практически всегда одновременно отображаются исходные данные и ожидаемые результаты обработки. Любую обработку можно отменить, но только на один шаг назад.

Читателям, которые не занимаются разработкой программ обработки сигналов РЛПЗ или не интересуются деталями реализации перечисленных операций программного обеспечения, авторы рекомендуют сразу перейти к п. 5.3, поскольку изложенный ниже материал описывает практическую реализацию перечисленных операций на базе провозглашенных принципов. Показаны все основные диалоговые окна программы с их управляющими элементами, взаимосвязи пространства сигналов и пространства интерпретации, а также расширенные возможности визуального отображения анализируемой информации.

Работа программы начинается с загрузки файла конфигурации. Информация, считанная из файла конфигурации, используется для корректной загрузки данных и динамического выделения памяти. Используемые параметры являются значениями по умолчанию и могут быть изменены пользователем в процессе работы программы. Если программа не может считать из файла конфигурации какие-либо параметры, то будет выдано сообщение об ошибке, и для соответствующих параметров приняты значения по умолчанию. Изменить параметры инициализации программы пользователь может в специальном диалоговом окне «Параметры инициализации».

Сбор данных результатов зондирования. Процедура регистрации результатов зондирования проводится в следующей последовательности:

выносной антенный блок устанавливается на обследуемой поверхности, выбирается элемент «Осциллографический режим» меню «Сбор данных» и в открывшемся диалоговом окне производится настройка радиолокатора;

после настройки РЛПЗ в зависимости от выбранного метода сканирования вызывается один из пунктов меню: «Сбор данных по траектории», «Ручной сбор по сетке» или «Сбор с помощью оптопары» и выполняется соответствующая процедура сканирования;

после завершения сбора данных проводится экспресс-анализ зарегистрированных данных в специальном диалоговом окне.

При выборе метода сканирования «Сбор данных по траектории» сбор данных осуществляется по траектории движения выносного антенного блока через каждые 60 мс после своего запуска. Одновременно со сбором данных выполняется визуальное (на экране компьютера) и акустическое (частота звука динамика компьютера линейно изменяется от 160 до 1600 Гц) сопровождение протекающего процесса.

При выборе метода сканирования «Ручной сбор по сетке» сбор данных осуществляется по прямоугольной сетке, параметры которой вводятся в программу до начала сбора, путем запуска процедуры регистрации сигналов с соответствующими координатами антенной системы.

При выборе метода сканирования «Сбор с помощью оптопары» осуществляется сбор данных по прямоугольной сетке, параметры которой определяются шаблоном с координатной сеткой. Работа программы полностью аналогична работе при ручном сборе по сетке, но запуск зондирующего сигнала и фиксация соответствующих координат осуществляется автоматически при совмещении антенного блока с узлами сетки.

Экспресс-анализ зарегистрированных данных обеспечивает оперативный просмотр собранных данных и результатов их обработки с использованием специальных алгоритмов, улучшающих наблюдаемость скрытых объектов. Знание скорости распространения сигналов в среде позволяет измерить глубину залегания обнаруженных объектов. Если же скорость распространения не известна, то можно воспользоваться ее приближенной оценкой, а при наличии в среде малоразмерных объектов измерить ее программными средствами.

Диалоговое окно «Анализ файлов» имеет две информационные панели, на которых отображаются данные загруженных в них файлов. Полный путь к этим файлам показан в текстовых окнах, расположенных под панелями. Работа с этими панелями производится с помощью как общих регулировок, расположенных справа от них, так и индивидуальных управляющих элементов, расположенных под соответствующими панелями.

Общие регулировки выполняют операции над той панелью, которая выбрана с помощью кнопок выбора Л (левая) или П (правая). Расположенные ниже линейные регуляторы позволяют изменять яркость и контрастность изображений на панелях путем выбора вида регулировки с помощью пиктограммных кнопок. Нажатие на такую кнопку приводит к изменению вида пиктограммы и регулируемого параметра.

Расположенные ниже командные кнопки служат для выполнения определенных операций над выбранной информационной панелью.

При нажатии кнопки «Сохранить» появляется системное диалоговое окно «Сохранение», в котором предлагается записать в графический файл типа BMP изображение на выбранной с помощью кнопки «Л» или

«П» информационной панели для использования в дальнейшем при создании бумажных документов или компьютерных презентаций. В этом окне стандартными методами следует указать полный путь и имя файла сохраняемого изображения и нажать кнопку «Сохранить». Программа выполнит эту операцию и вернется в диалоговое окно «Анализ файлов».

При нажатии кнопки «Загрузить» появляется системное диалоговое окно «Открытие файла», в котором необходимо стандартными методами выбрать полный путь и имя загружаемого файла с данными результатов зондирования в принятом формате. Расширение файла укажет на порядковый номер этого файла в соответствующей группе зарегистрированных данных. После нажатия кнопки «Открыть» программа загрузит указанный файл в выбранную информационную панель.

Расположенные ниже кнопки «Дальше» и «Назад» позволяют последовательно загружать информационные файлы выбранной группы, не прибегая к услугам системных окон. Нажатие кнопки «Дальше» приводит к загрузке файла, расширение которого на один больше, чем у отображаемого на выбранной информационной панели, а нажатие кнопки «Назад» загружает файл с расширением на один меньше.

Индивидуальные настройки информационных панелей имеют определенные различия в виду разного назначения левой и правой панели. Левая панель дает возможность прочитать текстовую сопровождающую информацию в загруженном файле, а правая панель выделяет количественные параметры процедуры регистрации (разнос антенн, временной интервал между отсчетами стробоскопа и предполагаемая скорость распространения сигналов) и специальными программными средствами уточнить скорость распространения сигналов, а также глубину залегания скрытых объектов.

Однако, есть и одинаковые информационные и управляющие элементы у информационных панелей. Это прежде всего максимальное число зондирований по оси X и расстояние между точками зондирования в мм. Такие данные необходимо иметь для того, чтобы представить геометрические размеры зондируемого пространства. Дело в том, что для более полного использования информационных панелей они всегда заполнены полностью независимо от числа точек зондирования по оси X. Поэтому масштаб отображения по горизонтальной оси может значительно меняться. Кроме того, предусмотрена реализация двух алгоритмов улучшения наблюдаемости объектов на обеих панелях.

Первый алгоритм, реализуемый при установке флажка «Вычит. по X» в соответствующей панели, для каждой строки изображения вычисляет среднее значение сигналов, зарегистрированной в этой строке, и вычитает это значение при отображении. В результате все сигналы, не изменяющие временное положение и амплитуду при перемещении вдоль оси X, исчезают из отображаемого изображения.

Второй алгоритм, реализуемый при установке флажка «Вычит. по Т» под левой панелью или флажка «Выч. Т» под правой панелью, в каждой точке любого вертикального столбца изображения вычисляет среднюю величину сигналов, расположенных выше этой точки и в пределах интервала из числа отсчетов, указанного в соседнем с флажком редактируемым окне, и вычитает полученную величину из сигнала этой точки при отображении на панели. В результате тренды, проявляющиеся в плавном изменении интенсивности изображения по вертикали, исчезают из отображаемого изображения.

Кроме того, на правой панели реализован программный метод измерения скорости распространения сигналов в зондируемой среде при наличии малоразмерных объектов и измерения глубин залегания объектов. Для выполнения этой операции вначале в редактируемом окне Т0 необходимо установить номер отсчета, соответствующий моменту появления сигнала прямого прохождения от передающей антенны к приемной. Подбор этого значения производится по перемещению горизонтальной линии красного цвета (на иллюстрации она имеет темно-серый цвет) до совпадения с верхней границей сигнала прямого прохождения. Затем изменением величин в редактируемых окнах «Коорд. Х» и «Т» необходимо добиться совпадения перекрестия вертикальной и горизонтальной линий синего цвета (на иллюстрации она имеет черный цвет) с вершиной гиперболической верхней границы сигналов, отраженных от малоразмерного объекта. После этого (в случае необходимости) изменением значения редактируемого окна «Скорость (см/нс)» следует добиться совпадения графика гиперболы зеленого цвета (на иллюстрации она имеет белый цвет) с выбранной верхней границей сигналов. Добившись такого совпадения, мы получим оценки скорости распространения сигналов в среде (окно «Скорость (см/нс)) и глубины залегания выбранного объекта (окно «Глубина (мм)).

Иногда есть необходимость сравнивать два различных файла или результаты обработки данных выбранными алгоритмами. Для выполнения таких операций достаточно активизировать флажок «Копия», расположенный под правой панелью. При этом в правой панели будет запомнено изображение, отображаемое в левой панели. После этого можно проводить обработку левой панели, наблюдая получающиеся результаты путем сравнения изображений обеих панелей, или загрузить в левую панель изображение из другого файла.

Загрузка радиолокационных данных из файлов. Программа позволяет загружать наборы радиолокационных данных *X*-поляризации и *Y*-поляризации в любой последовательности. Решение о принадлежности данных к тому или иному типу поляризации принимается на этапе сбора данных и кодируется последним символом в названии файла. Процесс загрузки радиолокационных данных для обоих видов поляризации оди-

наков и отличается только выбором элемента «Открыть X-поляризацию» или «Открыть Y-поляризацию» в меню «Файл».

При загрузке радиолокационных данных из файлов в оперативной памяти компьютера запоминается сопутствующая информация, записанная в первом блоке первого загружаемого файла пространства сигналов. Поэтому сразу после загрузки пространства сигналов рекомендуется проверить его исходные параметры, выбрав элемент «Параметры загруженных данных» меню «Файл». В открывшемся диалоговом окне представлены две вкладки для параметров сигналов *X*- и *Y*- поляризации. На каждой вкладке отображаются параметры загруженных данных. Если данные одного из видов поляризации не загружались, то параметры будут нулевыми. В ходе работы с программой пользователь может изменять параметры этого диалогового окна.

После загрузки радиолокационных данных *X*- и/или *Y*-поляризации на экране монитора в Главном окне программы отображается трехмерное представление результатов зондирования (на рис. 5.6. показано Главное окно программы при загрузке двух поляризаций). Вверху расположено меню программы, а ниже панель инструментов, позволяющая быстро выполнять наиболее важные пункты меню программы. Панель инструментов разбита на группы в соответствии с разделами меню. Слева расположены управляющие элементы, в центре – окно для отображения пространства сигналов, а справа – окно для отображения пространства интерпретации.

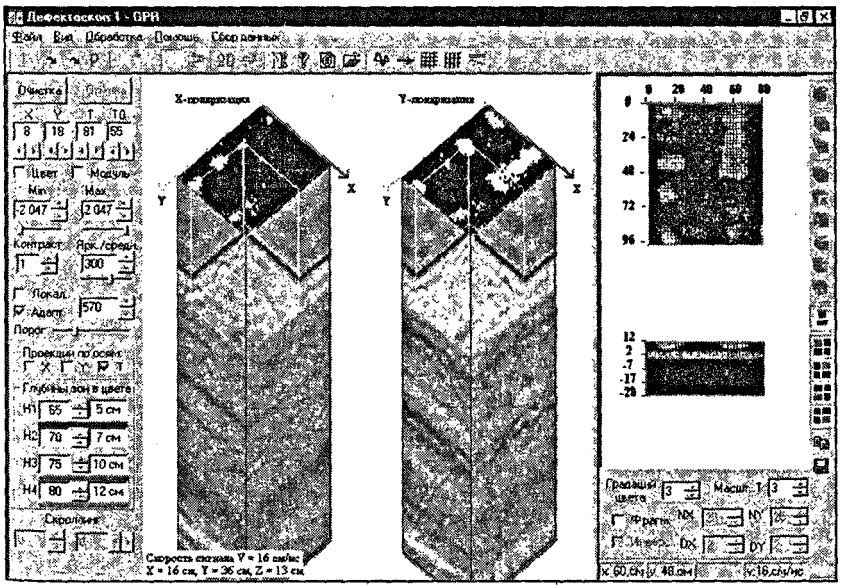


Рис. 5.6. Главное окно программы при анализе загруженных данных *X*- и *Y*-поляризаций

Ориентация осей *X* и *Y* помогает наглядно представить пространственные координаты зондируемого пространства. Редактируемые поля «X», «Y» и «T» с расположенными внизу инкрементными регуляторами позволяют изменять положение секущих плоскостей вырезанного объема, что дает возможность наглядно просмотреть все пространство сигналов и обнаружить скрытые локальные объекты. Поле «*T*0» устанавливает начальный уровень отсчета глубины, который отображается на трехмерных изображениях в виде красной линии (на иллюстрации она имеет серый цвет).

В нижней части окна пространства сигналов приводятся значения координат сечений *X* и *Y* в сантиметрах, вычисленные по данным, указанным в файле исходных параметров, а также значение координаты *Z* в сантиметрах и скорость, для которой рассчитана глубина сечения по оси *Z*. Яркость и контрастность трехмерных изображений можно отрегулировать установкой соответствующих значений в редактируемых окнах «Контраст» и «Ярк./средн.».

При установке флажка «Цвет» трехмерные изображения становятся цветными и появляется вспомогательное окно цветового клина, которое может изменять положение и размеры по желанию оператора. Граничные значения цветового представления сигналов устанавливаются в редактируемых окнах «Min» и «Max». Таким образом можно изменять цветовую палитру отображаемых изображений.

Здесь уместно рассмотреть вопросы использования цветового представления информации на экранах монитора. Упомянутая замена серой шкалы на цветную широко используется при отображении данных РЛПЗ. Поэтому в наших программах тоже предусмотрена такая замена, причем, стремясь максимально расширить диапазон используемых цветов с некоторым приближением к принятому на географических картах порядку их следования, мы используем следующий порядок цветов в цветовом клине (порядок следования от минимума к максимуму): белый, серый, синий, бирюзовый, зеленый, желтый, красный, сиреневый, коричневый, серый, черный. Отметим, что расширенная цветовая гамма включена в середину серой шкалы для выделения наиболее информативных значений сигналов.

Практика использования цвета при обработке данных РЛПЗ показала, что все опытные интерпретаторы используют серую шкалу при анализе исходных данных и результатов обработки, поскольку человеческий глаз более чувствителен к изменениям оттенков серого, и ему проще отслеживать динамику изменений значений сигналов. Уместно заметить, что практически все иллюстрации этой книги являются черно-белыми, но всю информацию, представленную этими иллюстрациями, можно правильно истолковать с помощью небольших комментариев, поясняющих цветовую гамму исходных изображений. Цветовое представление более наглядно

для показа готовых результатов, поскольку оно играет роль некоторой пороговой обработки, выделяющей определенные сигнальные зоны.

Осознав роль цвета в выделении определенных признаков отображаемых точек, мы пришли к выводу о целесообразности его использовании для решения следующей задачи представления информации о трехмерных объектах на плоских экранах монитора. Представленные на рис. 5.6. трехмерные изображения пространства сигналов двух поляризаций, по существу, являются набором плоских сечений и не могут показать, что расположено до и после этих сечений. Для того, чтобы представить общую картину расположения зон наиболее интенсивных сигналов в соответствующих кубах данных мы используем проецирование вдоль осей координат на внешнюю плоскость совокупности сигналов, превысивших установленный оператором порог, причем цвет указывает на диапазон временных задержек соответствующих сигналов. Направление проецирования выбирается в Главном окне программы установкой флажков в группе «Проекции по осям». В расположенной ниже группе «Глубины зон в цвете» левая колонка редактируемых окон указывает на диапазоны задержек сигналов в номерах временных отсчетов, в пределах которых прошедшие порог сигналы окрашиваются в определенный цвет. Сигналы с задержками от H1 до H2 окрашиваются в синий

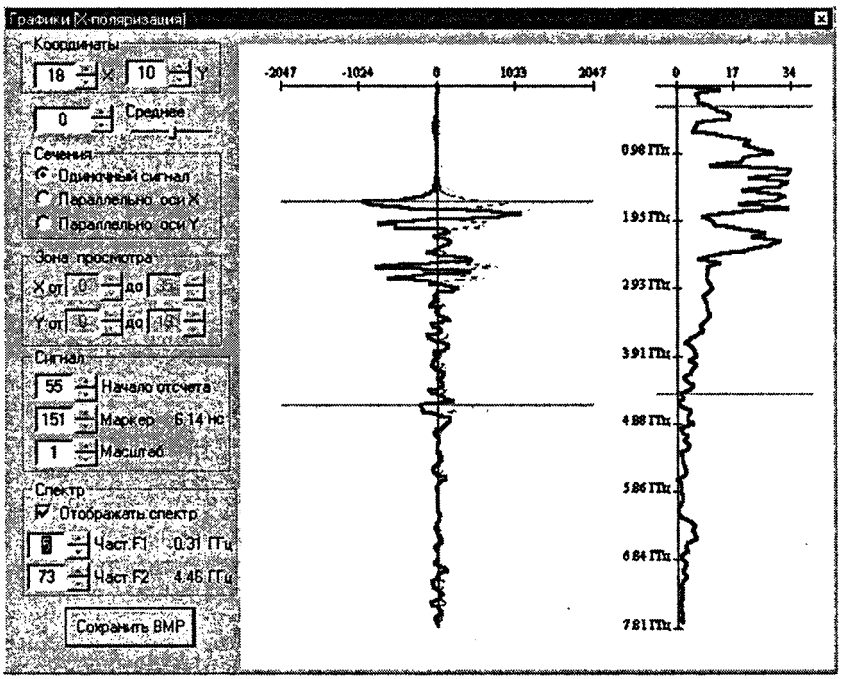


Рис. 5.7. Графики одиночного сигнала и его спектра

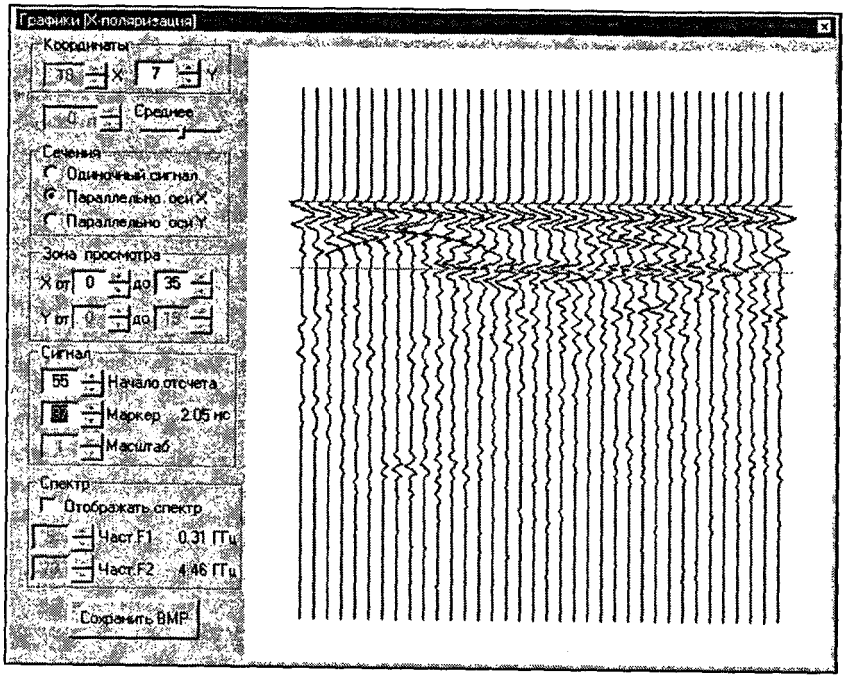


Рис. 5.8. Групповые графики сигналов в сечении, параллельном оси *X*

цвет, с задержками от Н2 до Н3 – в зеленый цвет, а с задержками от Н3 до Н4 – в красный цвет. Правая колонка информационных окон этой группы указывает выбранные границы диапазонов задержки, пересчитанные в глубины, измеренные в сантиметрах с учетом установленной скорости распространения сигналов. Величина порога устанавливается с помощью линейного регулятора «Порог» и отображается в расположенном выше редактируемом окне, в котором можно плавно устанавливать эту величину с помощью инкрементных регуляторов.

В приведенном на рис. 5.7. примере зондирования кирпичной стены с набором скрытых объектов видно, что сигналы *X*- и *Y*- поляризаций имеют разный характер отражений, ярко проявляющийся при сравнении выбранных сечений, а установленное проецирование вдоль оси *T* дает наглядное представление о расположении всех скрытых объектов.

В пространстве интерпретации производится алгоритмическое объединение информации о сигналах двух поляризаций. Методы отображения данных в окне интерпретации подробно изложены ниже.

Графическое отображение радиолокационных сигналов. Для более детального анализа формы обрабатываемых сигналов в программе предусмотрена возможность построения графиков временных реализаций и их спектров в любых сечениях пространства сигналов. Операции вы-

полняются при обращении к элементу «Графики сечений» меню «Вид». Открывающееся окно «Графики» имеет диалоговую панель с управляющими элементами и информационное изображение, на котором строятся соответствующие графики (рис. 5.7. и 5.8.). Группа переключателей «Сечения» позволяет выбирать множество отображаемых графиков.

При активизации переключателя «Одиночный сигнал» отображается единственная реализация, выбранная по координатам *X* и *Y* (рис. 5.7.). Сплошной черной линией чертится сама реализация, синей пунктирной линией (на рис. 5.7. темно-серой) – абсолютное значение представленной реализации, а зеленой пунктирной линией (на рис. 5.7. светло-серой) – огибающая комплексного сигнала, сформированная с помощью преобразования Гильберта.

Если в группе «Сечения» активизировать переключатель «Параллельно оси X» или «Параллельно оси Y», то в информационном поле будут начерчены графики для реализаций, имеющих координаты, указанные в активных редактируемых полях групп «Координаты» и «Зона просмотра» (рис. 5.8.).

Обработка и отображение плоских сечений пространства радиолокационных сигналов. Анализ плоских сечений пространства сигналов является основным средством изучения сигналов, отраженных от скрытых объектов, поскольку только они объективно отображают пространство сигналов на плоский экран монитора. Трехмерные изображения являются лишь совокупностью отдельных фрагментов двумерных сечений и дают наглядные пространственные представления о расположении этих сечений. Отображение любых сечений, параллельных ортогональным плоскостям, и обработка отображаемых данных выполняется при вызове элемента «2D диалог» меню «Обработка». Пример соответствующего диалогового окна «Сечения» приведен на рис. 5.9.

Операции над исходными данными производятся в рабочей зоне, координаты которой устанавливаются в группе управляющих элементов «Координаты зоны». Отображаемые двумерные сечения параллельны одной из ортогональных координатных плоскостей в зависимости от активизированного переключателя «Плоск. XT», «Плоск. YT» или «Плоск. XY».

Отображения пространства сигналов в сечениях *XT* и *YT* имеют одинаковый характер. Если эти переключатели выбираются при просмотре одного из видов поляризации, то в информационном окне отображаются два соседних сечения, отличающиеся на один шаг (значения координат показаны внизу). Сравнение двух соседних сечений позволяет наблюдать динамику изменения сигналов при изменении соответствующей координаты. Если же эти переключатели активизируются при использовании вида «X- и Y-поляризация», то в информационном окне слева отображаются сигналы *X*-поляризации, а справа – сигналы *Y*-поляризации для соответствующих плоских сечений с выбранной координатой.

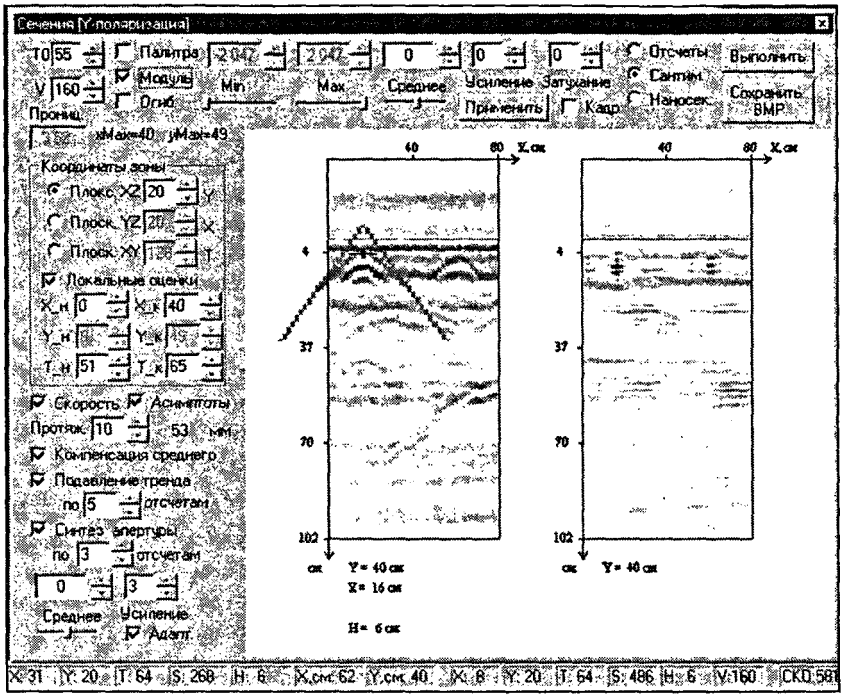


Рис. 5.9. Диалоговое окно «Сечения» при обработке *сигналов Y-поляризации в XT-плоскости с использованием группы алгоритмов и отображением модулей сигналов*

В левом верхнем углу диалоговой панели в редактируемых полях отображены начальный уровень отсчета глубины ($T0 = 55$) и скорость распространения сигналов ($V = 160$). Расположенные рядом инкрементные регуляторы позволяют пользователю устанавливать любые допустимые значения в пределах пространства сигналов. Изменение координаты двумерного сечения одновременно изменяет соответствующую координату этого сечения на трехмерном отображении пространства сигналов в Главном окне программы, что позволяет наглядно представлять пространственное положение анализируемого сечения.

Установка флажка «Палитра» делает наблюдаемые изображения цветными в соответствии с цветовым клином, представленным в отдельном окне, которое может изменять положение и размеры по желанию оператора. При этом становятся доступными поля редактирования «Min» и «Max» вместе с расположенными справа инкрементными регуляторами и расположенными внизу линейными регуляторами. Линейные регуляторы позволяют быстро изменять значения редактируемых полей в допустимом диапазоне, а инкрементные регуляторы предназначены для более точной установки значений в редактируемых полях. Поле «Min» показывает нижнюю границу цветового клина, а поле «Max» – верхнюю его границу.

Установка флажка «Модуль» отображается абсолютной величиной значений сигнала в цветной или серой шкале (как на рис. 5.9.) в зависимости от значения флажка «Палитра». При установке флажка «Огиб.» производится вычисление и отображение огибающей комплексного сигнала, сформированного с использованием преобразования Гильберта.

Значение поля «Среднее» добавляется к сигналу в каждой точке сечения и отображается в соответствующей шкале цветности. В шкале серого цвета это поле изменяет яркость изображения, а в цветовой шкале – палитру отображения в соответствии с установленным цветовым клином. Поле редактирования «Контраст» имеет инкрементный регулятор и бывает доступным только при выключенном флажке «Палитра». Его значение показывает логарифмическое изменение контраста отображения исходных сигналов. Поле редактирования «Затухание» используется для коррекции пространства сигналов с учетом затухания сигналов по глубине путем умножения каждого отсчета, начиная с уровня *T*0, на экспоненциальную функцию глубины с показателем, пропорциональным значению этого поля. Изменения значений полей «Среднее», «Контраст» и «Затухание» влияют только на отображение исходных сигналов в диалоговом окне и не изменяют значений самих сигналов. Если есть необходимость ввести выбранные изменения во все исходные данные, то необходимо нажать кнопку «Применить», после чего диалоговое окно закроется, а в Главном окне программы на трехмерном изображении будут показаны результаты выбранных преобразований. Для отмены этих преобразований достаточно нажать кнопку «Отмена» Главного окна программы, которая в этом случае станет активной.

В диалоговом окне «Сечения» группа переключателей: «Отсчеты», «Сантим.» и «Наносек.» позволяет выбрать шкалу единиц измерения по осям координат. Все шкалы имеют фиксированное положение отметок индицируемых показателей, а сами показатели рассчитываются с учетом округления до целых чисел. Переключатель «Отсчеты» устанавливает шкалы по всем осям координат в номерах отсчетов. Переключатель «Сантим.» устанавливает шкалы по всем осям координат в сантиметрах, причем масштаб определяется по исходным данным в окне «Параметры загруженных данных», а глубина отсчитывается согласно установленной скорости распространения от уровня *T*0, положение которого можно задавать в соответствующем поле редактирования диалоговой панели. Переключатель «Наносек.» устанавливает шкалы по осям *X* и *Y* в сантиметрах, а по оси *T* – в наносекундах.

Если установлен переключатель «Сантим.» или «Отсчеты» в сечениях *XT* и *YT*, то при нажатии левой кнопки мыши на произвольной точке представленных сечений в этой точке рисуется крест, а внизу появляется надпись с координатами этой точки и глубиной ее залегания от начального уровня *T*0, рассчитанной по установленной скорости рас-

пространения. Надпись пропадает при нажатии левой кнопки мыши вне отображаемых сечений.

Для оперативного отображения координат наблюдаемых объектов в пространстве сигналов используется строка состояния Главного окна программы, в которую передаются следующие данные (рис. 5.9.): текущие координаты курсора мыши в дискретных величинах пространства сигналов (X, Y, T), значение сигнала в точке с этими координатами, координаты указанной точки, выраженные в сантиметрах относительно зоны сканирования (H – глубина, X – перемещение вдоль линии сканирования, Y – смещение линии сканирования относительно начальной точки), а также данные о последней отмеченной крестом точке, фиксированной нажатием левой кнопки мыши, (X, Y, T, H) и величине скорости распространения сигналов, используемой при расчете глубин.

При установке флажка «Кадр» правое изображение пропадает, а левое растягивается, занимая все информационное поле диалогового окна. Это можно использовать для более детального анализа представленного изображения.

Отображения пространства сигналов в сечениях XY имеют несколько измененное диалоговое окно. Пример такого сечения при использовании вида «X- и Y-поляризации» приведен на рис. 5.10.

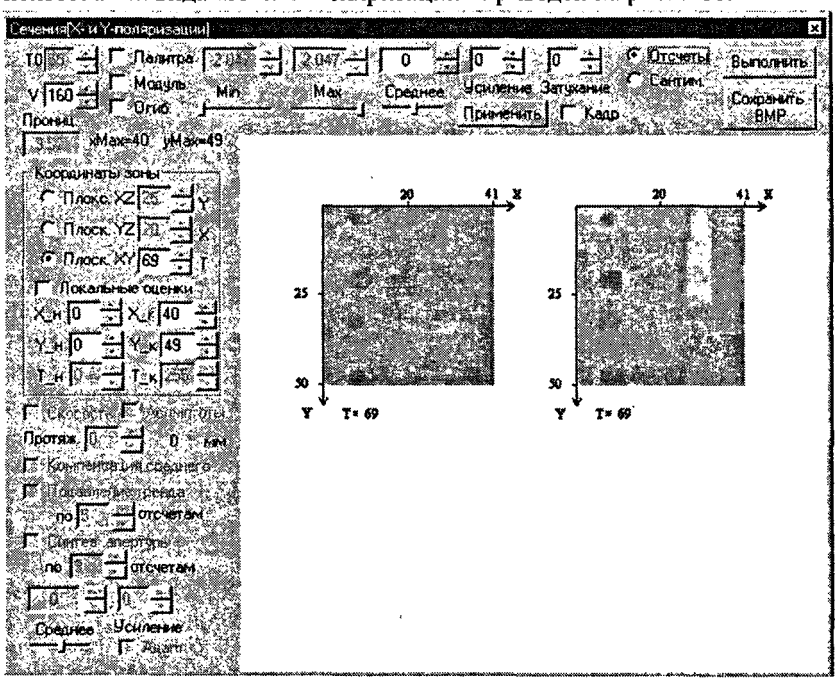


Рис. 5.10. Диалоговое окно «Сечения» при отображении исходных сигналов двух поляризаций в XY-сечениях

Рассмотренные управляющие элементы, расположенные над информационным полем диалогового окна, оказывают влияние на отображение исходных данных, а управляющие элементы, расположенные слева от информационного поля ниже группы «Координаты зоны», предназначены для реализации различных алгоритмов обработки данных. Результаты обработки отображаются на правом изображении информационного поля. Поэтому данные управляющие элементы активны только при отображении сигналов одной из поляризаций (сравните рис. 5.9. и 5.10.).

Для определения глубины залегания объекта необходимо знать скорость распространения сигнала в среде. Скорость сигнала в среде может быть задана пользователем в окне «Параметры загруженных данных» или вычислена по радиолокационному профилю точечного объекта. Детально алгоритм вычисления скорости при наличии сигналов от объекта, имеющего малую протяженность в одном из направлений, изложен в [12]. Здесь лишь проиллюстрируем реализацию этих алгоритмов в рассматриваемом диалоговом окне.

Вначале необходимо выбрать сечение, на котором четко просматривается дуга сигналов точечной цели, установить флажок «Скорость», откорректировать (в случае необходимости) значение начального уровня и, установив курсор на вершине дуги сигналов в левом сечении, нажать левую кнопку мыши. Затем изменением значения в редактируемом поле «V, см/нс» с помощью инкрементного регулятора добиться максимального совпадения красной гиперболы (на рис. 5.9. она серая) с контуром сигнальной дуги.

Если же не удалось получить достаточно хорошего приближения, то следует поискать другую локальную дугу и повторить вычисления. Дело в том, что бывают ложные сигнальные дуги, сформированные переотражениями или отражениями от протяженных объектов. Если в последнем случае известно, что отражения пришли от объекта круглой формы в рассматриваемом сечении, то можно провести одновременное оценивание скорости и диаметра этого объекта. Дело в том, что в этом случае при любом положении антенны на оси абсцисс рассматриваемого сечения расстояние до «отражающей окружности» меньше расстояния до центра этой окружности на величину радиуса. Поэтому контур соответствующей сигнальной дуги имеет форму гиперболы для центра дуги, но смещенной вверх на величину радиуса. На рис. 5.9. показан пример одновременного оценивания скорости и диаметра металлического цилиндра. В строительной практике часто известно, что скрытый предмет является цилиндром (арматура, труба, кабель и т.п.), и его ось перпендикулярна направлению сканирования.

Процедура оценивания реализуется следующим образом. Кроме флажка «Скорость» дополнительно устанавливается флажок «Асимптоты» и изменением двух параметров «V» и «Протяж.» добиваются макси-

мального совпадения сигнальной дуги с аппроксимирующей гиперболой, оценивая правильное положение асимптот по асимптотическому характеру сигнальной дуги (должно быть касание в бесконечности без пересечения при продолжении сигнальной дуги). Оценка диаметра цилиндра в миллиметрах отображается справа от окна «Протяж.». Получаемые оценки являются довольно грубыми, но они значительно улучшаются, когда известен один из параметров (скорость или диаметр цилиндра).

При анализе области зондирования чаще всего интересуются локальными объектами. Поэтому в алгоритмы обработки данных РЛПЗ включены алгоритмы улучшения наблюдаемости таких объектов. Так же как и в экспресс-анализе зарегистрированных данных используются два вида таких алгоритмов, но с расширенными возможностями их применения.

Первый алгоритм, реализуемый при установке флажка «Компенсация среднего», в отличие от экспресс-анализа имеет регулируемые область действия и зону формирования оценок. Если флажок «Локальные оценки» не установлен, то область действия и зона формирования оценок совпадают со всем отображаемым сечением. Если же флажок «Локальные оценки» установлен, то зона формирования оценок представляет собой прямоугольник, координаты левой верхней вершины которого устанавливаются в активных окнах левой колонки ($X_н$, $Y_н$, $T_н$), а координаты правой нижней вершины – в активных окнах правой колонки ($X_к$, $Y_к$, $T_к$). Для большей наглядности и оперативности этот прямоугольник можно формировать с помощью мыши. При нажатии правой кнопки мыши фиксируется одна вершина прямоугольника, в процессе движения с нажатой кнопкой рисуется прямоугольник с противоположной вершиной в месте расположения мыши, а при отпускании кнопки фиксируются соответствующие вершины этого прямоугольника. Область действия алгоритма распространяется на все горизонтальные сечения от $T_н$ до $T_к$. Алгоритм для каждой строки области действия вычисляет среднее значение сигналов, зарегистрированных в зоне формирования оценок этой строки, и вычитает это значение при отображении всех сигналов этой строки. В результате все сигналы, не изменяющие временное положение и амплитуду при перемещении вдоль оси абсцисс, исчезают из отображаемого изображения. На рис. 5.9. в качестве области действия и зоны формирования оценок были выбраны горизонтальные строки с сигналами прямого прохождения сигнала. В результате эти сигналы исчезли на правом изображении, но сигналы от задней стороны кирпичной стены остались видны.

Второй алгоритм, реализуемый при установке флажка «Подавление тренда», по аналогии с экспресс-анализом в каждой точке любого вертикального столбца изображения вычисляет среднюю величину сиг-

налов, расположенных выше этой точки и в пределах интервала из числа отсчетов, указанного в расположенном ниже этого флажком редактируемом окне, и вычитает полученную величину из сигнала этой точки при отображении на правое изображение. В результате тренды, проявляющиеся в плавном изменении интенсивности изображения по вертикали, исчезают из отображаемого изображения (см. рис. 5.9.).

Знание скорости распространения сигналов в среде дает возможность обоснованно проводить пространственно-временную обработку, позволяющую локализовать объекты в пространстве отображения путем суммирования сигналов от объектов с учетом изменения их временного и пространственного положения в процессе сканирования. Эта процедура называется синтезированием апертуры. Она реализуется в диалоговом окне «Сечения» при установке флажка «Синтез апертуры». Расположенное ниже редактируемое окно указывает число отсчетов, суммируемых слева и справа от вершины сигнальной дуги в процессе синтезирования.

Процесс синтезирования может выполняться различными методами: отдельно по осям *X* и *Y* при активизации переключателей «Плоск. XT» или «Плоск. YT» соответственно, а также по обеим осям, если активизировать переключатель «Плоск. XY». Настройку параметров синтезирования целесообразно выполнять на сечениях *XT* или *YT* с ярко выраженными сигнальными дугами от малоразмерных объектов, добиваясь максимального стягивания этих дуг в точки. Для получения хорошей четкости и контрастности результирующего изображения рекомендуется установить флажок «Адапт.», расположенный в самом низу диалогового окна. При этом программа сама анализирует диапазон выходных сигналов и устанавливает оптимизированные величины среднего значения и усиления для выбранного сечения в соответствующих редактируемых окнах.

Если наблюдаемые результаты обработки в выбранных оперативных зонах удовлетворяют поставленным требованиям, то для обработки всего массива данных необходимо нажать кнопку «Выполнить». Программа выполняет установленные алгоритмы компенсации во всем пространстве сигналов. Результат сохраняется и отображается на трехмерном изображении, а окно «Сечения» закрывается. Пример выполнения обработки данных с параметрами, установленными на рис. 5.9., приведен на рис. 5.11., из которого видно, что по сравнению с рис. 5.6. улучшилась наблюдаемость локальных объектов (исчезли тренд и прямое прохождение сигнала, увеличился контраст), а также произошло пространственное сжатие по оси *X*, в то время как сжатия по оси *Y* не произошло (на сечениях *YT* четко видны гиперболические формы сигнальных областей. Для завершения пространственно-временной обработки достаточно в диалоговом окне «Сечения» выполнить синтез апертуры при установленном флажке «Плоск. YT». Такой двухэтапной обработки

можно избежать, если при синтезировании апертуры установить флажок «XY». Однако, в этом случае оперативная настройка параметров синтезирования будет менее наглядной.

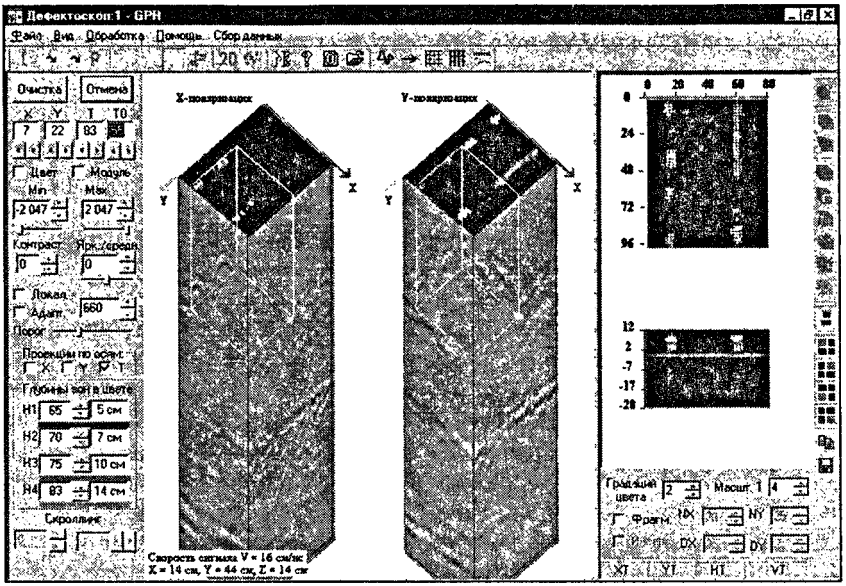


Рис. 5.11. Главное окно программы, отображающее результаты обработки исходных данных

Отображение пространства интерпретации в OpenGL. В пространстве интерпретации отображаются результаты обработки данных, сохраняемые в пространстве сигналов и прошедшие пороговую обработку. Пороговая обработка может быть глобальной или локальной. Отображение в пространство интерпретации всегда начинается с глобальной пороговой обработки, в процессе которой все данные пространства сигналов (рис. 5.11.) преобразуются в однополярные (берутся их абсолютные величины) с учетом среднего значения, устанавливаемого в редактируемом окне «Среднее» и полученные величины пропускаются через порог, устанавливаемый в редактируемом окне «Порог» с помощью инкрементного или линейного регуляторов. При установке флажка «Адапт.» вместо общего среднего значения, установленного в окне «Среднее» для каждого горизонтального сечения пространства сигналов, вычисляется среднее значение величин, лежащих в этом сечении, и это значение вычитается перед однополярным преобразованием. Такая процедура эффективна для выделения локальных объектов, но маскирует протяженные объекты или горизонтальные границы раздела сред.

После глобальной пороговой обработки при установленном флажке «Локал.» выполняется интерактивная пороговая обработка, описание которой приведено в следующем разделе. Результаты глобальной и локальной (если она выполняется) пороговых обработок отображаются в пространстве интерпретации, формируемом методами графической библиотеки OpenGL. Координаты пространства интерпретации считаются одинаковыми с соответствующими координатами пространства сигналов. Для обеспечения наглядности геометрических представлений и выполнения цветового смешения, предусмотренного в OpenGL, все отображаемое пространство интерпретации заполняется черным цветом. Ребра этого параллелепипеда имеют специальную разметку, позволяющую распознавать его граничные грани при любых пространственных преобразованиях, предусмотренных программой. Ось *X* выделена красной толстой линией, а ось *Y* – зеленой толстой линией, а противоположные границы плоскости сканирования – тонкими линиями того же цвета.

Горизонтальная граница, соответствующая значению *T*0, обозначена синим цветом. Этим же цветом обозначена ось *Z* и противоположные ей ребра плоскостей *XZ* и *YZ*. Нижняя грань отображаемого пространства интерпретации ограничена ребрами сиреневого цвета.

Все отображаемые точки пространства интерпретации также имеют определенную цветовую окраску, параметры которой устанавливаются с помощью специальных управляющих элементов. Границы отображаемой области пространства интерпретации устанавливаются следующим образом. Фронтальной гранью отображаемого параллелепипеда всегда является плоскость сканирования. Положение задней грани устанавливается в редактируемом окне «H4» Главного окна программы (рис. 5.11.). Положение боковых граней параллелепипеда зависит от значений X_{max} и Y_{max}, фиксируемых при загрузке файлов куба данных. В пределах черного параллелепипеда цвета отображаемых точек устанавливаются следующим образом. Цветность отображаемой точки зависит от ее положения по оси *T* и регулируется в Главном окне программы редактируемыми окнами «T0», «H1», «H2», «H3» и «H4». Если она лежит в пределах от «T0» до «H1», то она отображается серым цветом, если от «H1» до «H2», то – синим, если от «H2» до «H3», то – зеленым, а если от «H3» до «H4», то – красным. Интенсивность цвета отображаемой точки зависит от значения, установленного в редактируемым окне «Градаций цвета» диалогового окна пространства интерпретации. Если установлено значение *1*, то интенсивность цвета каждой отображаемой точки будет максимальной. Если же установлено значение *N*, то интенсивность уменьшается в *N* раз.

Для выделения отдельных объектов в пространстве интерпретации предусмотрены специальные методы ограничения отображаемого пространства параллельно оси *T*. На панель инструментов диалогового окна

OpenGL вынесены четыре кнопки с координатными крестами и с выделенными красным цветом прямоугольниками, обозначающими ту четверть области сканирования, которая будет отображаться при нажатии соответствующих кнопок. По умолчанию все кнопки нажаты. Координатный крест означает границы, установленные в редактируемых окнах «X» и «Y» Главного окна программы. Для более точного выделения локализуемого объекта формируется специальный фрагмент пространства интерпретации с использованием управляющих элементов диалогового окна OpenGL. В редактируемых окнах «NX» и «NY» устанавливаются координаты левого верхнего угла выделяемого фрагмента, а в окнах «DX» и «DY» – длины этого фрагмента по соответствующим осям. При установке флажка «Фрагм.» производится отображение точек выбранного фрагмента в пространство интерпретации. Одновременно открывается доступ к флажку «Инверс.», при установке которого точки выделенного фрагмента не отображаются в пространстве интерпретации. Путем изменений значений этого флажка легко обнаружить положение выделенного фрагмента в пространстве интерпретации.

Панель инструментов в окне OpenGL позволяет выполнять множество операций, улучшающих наблюдаемость объектов пространства интерпретации, таких как вращение параллелепипеда пространства интерпретации и изменение его видовых проекций (ортонормированные и перспективные изометрические проекции, а также виды спереди, слева, сверху, справа и снизу). При наблюдении любой из перечисленных проекций возможно с помощью мыши проводить типовые операции изменения масштаба и вращения в указываемом направлении. Особую роль играет совмещенная проекция видов спереди и сверху, которая имеет шкалы линейных измерений во всех осевых направлениях, а положение мыши в пределах параллелепипеда отображается в строке состояния с указанием соответствующих координат в сантиметрах (см. рис. 5.6.).

Последние две кнопки панели инструментов OpenGL позволяют записать наблюдаемое изображение пространства интерпретации в буфер сохранения или в указанный файл формата BMP.

Интерактивная пороговая обработка. Интерактивная пороговая обработка обеспечивает выделение локальных объектов при отображении в пространстве интерпретации. Она реализуется при установленном флажке «Локал.» Главного окна программы путем индивидуальных настроек локальных порогов в выбранной рабочей зоне пространства сигналов, в которой наблюдаются сигналы выделяемого объекта.

Операции формирования локальных порогов выполняются при выборе оператором элемента «Пороговая обработка» меню «Обработка» или при нажатии соответствующей кнопки панели инструментов. При этом раскрывается диалоговое окно «Пороговая обработка» (рис. 5.12.).

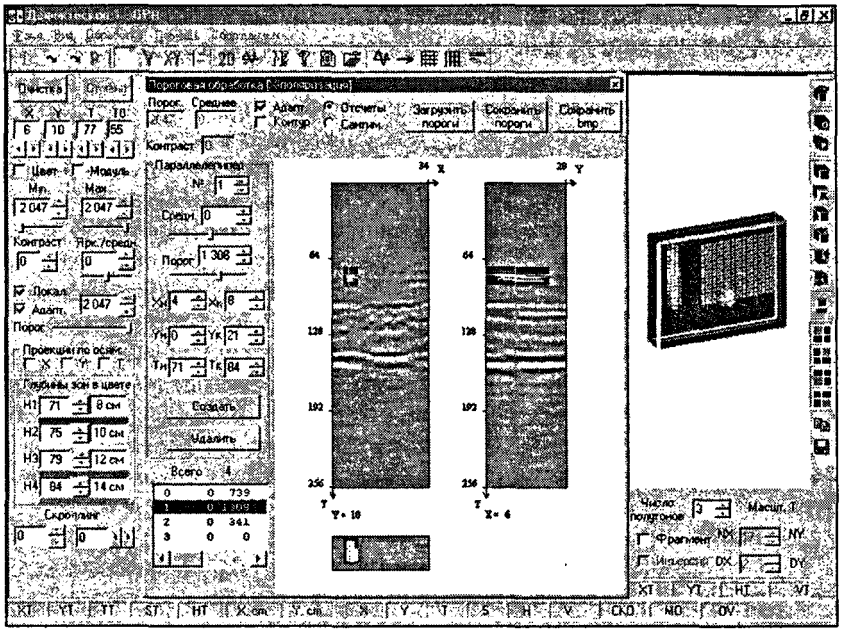


Рис. 5.12. Диалоговое окно «Пороговая обработка» при создании локальных порогов в рабочей зоне для сигналов *X*-поляризации на фоне главного окна программы

В информационной части окна отображаются три изображения, соответствующие установленным в Главном окне разрезам трехмерного куба данных для выбранного вида поляризации. Положение разрезов показано красными линиями (на рис. 5.12. это серые линии). Координаты трех отображаемых двумерных сечений можно изменить с помощью управляющих элементов Главного окна программы. Просматривая ортогональные двумерные сечения диалогового окна «Пороговая обработка», на каждом из них с помощью курсора «мыши» можно установить границы рабочей зоны, которая выделяется черными прямоугольниками (рис. 5.12.).

В рабочей зоне выполняется компенсация среднего значения, установленного в редактируемом окне «Средн.», и выделяются сигналы, превысившие порог, установленный в редактируемом окне «Порог». При активном флажке «Адапт.» среднее значение вычисляется по всему сечению *XY*, проходящему через анализируемую точку. Совокупность данных внутри локальной зоны проецируется на каждое из ортогональных сечений с использованием цвета для указания диапазонов глубин обнаруженных объектов. Диапазоны глубин и соответствующие им цвета отображаются в Главном окне программы и при необходимости могут быть изменены его управляющими элементами.

Отключение режима цветового отображения при проецировании данных для просмотра рабочей области на выбранных сечениях осуществляется установкой флажка «Контур». Информация одной локальной рабочей зоны (порядковый номер, значение порога, значение среднего и ее координаты) отображается в группе «Параллелепипед» и может быть изменена оператором с помощью соответствующих элементов управления. Сохранение информации о каждой сформированной таким образом локальной области происходит по нажатию кнопки «Создать». Вся информация об установленных порогах заносится в список, расположенный в нижнем левом углу диалогового окна «Пороговая обработка», который можно записать в отдельный текстовый файл по кнопке «Сохранить пороги». Над списком показывается общее число локальных рабочих зон. Левой кнопкой «мыши» оператор может выбрать отдельный элемент списка с информацией об интересующей его локальной пороговой зоне для ее изменения или удаления. Информация в группе «Параллелепипед» и на отображаемых сечениях обновится в соответствии с этим выбором. Удаление выбранного элемента списка осуществляется по кнопке «Удалить».

В пространстве интерпретации (в окне OpenGL) при установленном флажке «Локал.» отображается результат обработки с учетом всех установленные локальных порогов. На рис. 5.12. показано применение интерактивной пороговой обработки при выделении четырех объектов (металлический цилиндр, пластмассовая пластина и две металлические полусферы). Загрузку информации о локальных порогах можно осуществить в диалоговом окне «Пороговая обработка» или из меню «Файл» Главного окна программы.

Сохранение исходных сигналов и результатов обработки. Задача сохранения исходных данных и результатов обработки имеет много различных решений в зависимости от стоящих перед пользователем целей. Чаще всего исходные данные после некоторых преобразований (усиление, инвертирование и т.п.) или результаты обработки этих данных (компенсация среднего, синтезирование апертуры и т.п.) необходимо сохранить в виде совокупности файлов с кодировкой, аналогичной исходным данным, причем данные, которые нужно сохранить, расположены в памяти компьютера в виде пространства сигналов с именем «X-поляризация» или «Y-поляризация». В этом случае достаточно раскрыть элемент «Сохранить X-поляризацию» или «Сохранить Y-поляризацию» из меню «Файл». В открывшемся диалоговом окне «Сохранение данных» необходимо выбрать вид сохранения («Сохранить в исходном формате» или «Сохранить в виде массива чисел») и указать полный путь для первого сохраняемого файла. Режим «Сохранить в исходном формате» сохраняет данные в формате прибора «Дефектоскоп». Эти данные затем могут быть загружены для отображе-

ния или дальнейшей обработки. Режим «Сохранить в виде массива чисел» сохраняет данные в виде числовых таблиц (набор текстовых строк, числа в строках разделены знаком табуляции), которые затем могут быть прочитаны такими программами, как MS Excel, MATLAB и MathCAD. При этом дополнительная информация, записанная в первых блоках бинарных файлов, теряется.

Кроме того, в процессе работы с программой пользователь может просматривать радиолокационные данные в виде трехмерных изображений, в виде двумерных срезов в соответствующих плоскостях в цветном и черно-белом формате или в виде графиков реализаций. Программа дает возможность сохранить наблюдаемые изображения в виде графических файлов формата BMP с использованием соответствующих элементов меню и командных кнопок.

Полученные графические файлы можно просматривать и обрабатывать в любом графическом редакторе, работающем в операционной среде Windows, вставлять в документы Microsoft Word (что особенно удобно для составления отчетов), использовать при создании презентаций, печатать на принтерах любого типа и выполнять другие редакторские операции.

Сервисные возможности программы. Сервисные возможности программы реализованы использованием технологии ActiveX, которая позволяет внутри пользовательской программы вызывать другие внешние программы и использовать стандартные программные объекты, поддерживаемы системой Windows. Для вывода текстовых справок в качестве внешней программы используется простейший текстовый редактор.

5.3. Фронтальный метод интерпретации данных РЛПЗ

В предыдущем параграфе описан состав программного обеспечения РЛПЗ «Дефектоскоп». Это программное обеспечение может эффективно использовать только специалист высокой квалификации. Ниже приведены результаты исследований в несколько ином направлении. Основная цель этих исследований – максимальная автоматизация процессов обработки сигналов и разработка нового метода интерпретации данных РЛПЗ, позволяющего даже неопытному пользователю принимать правильные решения по результатам радиолокационного наблюдения. Этот метод, называемый фронтальным дает возможность наблюдать отражающие поверхности всех скрытых объектов. Подробно этот метод изложен в [13].

Операции фронтального метода. В основу разработки предлагаемого нами метода интерпретации положены математические модели трех пространств:

пространство объектов – геометрическое пространство расположения объектов, окружающей их среды и зоны сканирования антенной системы;

пространство сигналов – совокупность данных РЛПЗ, зарегистрированных в процессе зондирования с привязкой к геометрическим координатам области сканирования;



Рис. 5.13. Последовательность операций при реализации фронтального метода интерпретации данных РЛПЗ

пространство интерпретации – геометрическое пространство, в котором отображаются результаты обработки пространства сигналов.

Метод интерпретации реализуется путем формирования отражающих поверхностей скрытых объектов в результате миграционных преобразований фронтальных годографов, которые являются поверхностями первых вступлений сигналов, отраженных от определенных объектов. Существо рассматриваемого метода можно понять из приведенного на рис. 5.13. примера решения задачи интерпретации результатов зондирования песчаного грунта с размещенными в нем четырьмя металлическими объектами, показанными на рис. 5.13,*а* (два цилиндра разного диаметра, изогнутая металлическая пластина и расположенный под ней шар).

Результаты сканирования по координатной сетке, отмеченной серым цветом, представлены в виде куба данных в пространстве сигналов (рис. 5.13,*б*). Опытный интерпретатор с помощью описанной в предыдущем разделе программы быстро разберется в этих данных и сможет нарисовать достаточно точный чертеж расположения объектов, указав их геометрические размеры. Однако неопытному оператору, имеющему слабое представление о подповерхностной радиолокации, трудно понять, почему небольшие цилиндры разного диаметра отображаются на выбранных сечениях в виде двух одинаково длинных гиперболических дуг, а под горизонтальной пластиной вместо шара лежит что-то продолговатое.

На помощь такому оператору может придти предлагаемый фронтальный метод

интерпретации данных РЛПЗ. В идеальном случае после загрузки результатов сканирования компьютер сформирует все отражающие поверхности скрытых объектов. При этом соответствующая программа должна выполнить три операции:

из всего куба пространства сигналов (рис. 5.13,*б*) выделить расположенные в нем фронтальные годографы скрытых объектов (рис. 5.13,*в*), (однако, среди них фронтального годографа шара не окажется, поскольку он экранирован металлической пластиной);

выполнить миграционные преобразования (рис. 5.13,*г*), которые из фронтальных годографов, показанных серым цветом, формируют отражающие поверхности, показанные черным цветом;

наглядно отобразить на мониторе сформированные отражающие поверхности (рис. 5.13,*д*) .

Разберемся в существе этих операций. Начнем с миграционных преобразований для моностатической и бистатической систем.

Поточечные миграционные преобразования. Обычно под миграционными преобразованиями подразумевают некоторые операции, эквивалентные суммированию сигналов по гиперболическому годографу [14]. У нас в качестве исходных данных используется фронтальный годограф в виде поверхности. Поэтому миграционное преобразование должно быть поточечным, т.е. отображать точки фронтального годографа в соответствующие точки пространства интерпретации.Метод поточечного миграционного преобразования поясняется на рис. 5.14. Фрагменты пространства объектов представлены на рис. 5.14,*а*, а фрагменты пространства сигналов – на рис. 5.14,*б*. Приняты следующие обозначения: в пространстве объектов координаты отражающей точки поверхности объекта обозначаются малыми буквами (x,z), а в пространстве сигналов координаты мигрированной точки обозначаются большими буквами (X,W), где

$$W = TV/2 \qquad (5.1)$$

обозначает нормированное время запаздывания первого вступления отраженного сигнала, V – скорость распространения сигналов в среде, T – время запаздывания сигнала.

Такая нормировка позволяет в пространстве сигналов использо-

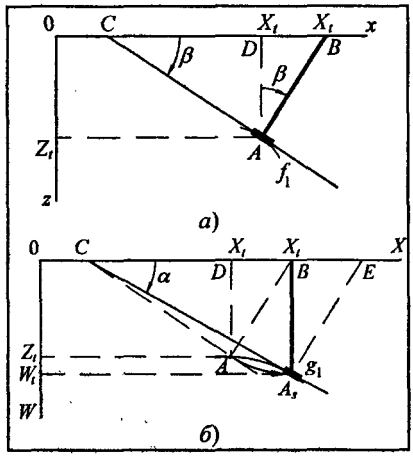


Рис. 5. 14. Геометрия поточечного миграционного преобразования: *а* – фрагменты пространства объектов; *б* – фрагменты пространства сигналов

вать по оси W единицы измерения расстояний, а переход от одного пространства в другое рассматривать как некоторое геометрическое отображение. В пространстве объектов показана ситуация, когда антенная система расположена в точке B с координатой X_t и регистрируется момент первого вступления сигнала, отраженного от кривой f_1. На рисунке выделен малый отражающий участок, формирующий этот сигнал и являющийся частью касательной AC к этой кривой f_1. Отрезок AB является перпендикуляром к этой касательной. Он определяет регистрируемую задержку отраженного сигнала. В пространстве сигналов все регистрируемые сигналы отображаются по вертикали параллельно оси W. Поэтому точка A пространства объектов зарегистрируется в пространстве сигналов точкой A_s (на рисунке миграция точки A в точку A_s показана круговой дугой со стрелкой). Отсюда следует, что переход из пространства объектов в пространство сигналов, можно представить в виде

$$X = x + kz\,,\ W = z\sqrt{1+k^2}\ ,\ p = k\Big/\sqrt{1+k^2}\ ,$$

а переход из пространства сигналов в пространство интерпретации:

$$x = X - pW\,,\ z = W\sqrt{1-p^2}\ ,\ k = p\Big/\sqrt{1-p^2}\ ,$$

где $k = \partial z/\partial x$ и $p = \partial W/\partial X$.

Вывод всех формул поточечных миграционных преобразований для моностатических и бистатических антенных систем дан в [13]. Ниже мы приведем лишь основные результаты.

С учетом обозначений $k_y = \partial z/\partial y$, $k_x = \partial z/\partial x$, $p_x = \partial W_t/\partial X$, $p_y = \partial W_t/\partial Y$, переход из пространства объектов в пространство сигналов для моностатической системы описывается соотношениями:

$$X = x + k_x z,\quad Y = y + k_y z,\quad Y = y + k_y z,$$

$$p_x = \frac{k_x}{\sqrt{1+k_x^2+k_y^2}},\quad p_y = \frac{k_y}{\sqrt{1+k_x^2+k_y^2}}, \tag{5.2}$$

а переход из пространства сигналов в пространство интерпретации:

$$x = X - p_x W,\quad y = Y - p_y W,\quad z = W\sqrt{1-p_x{}^2-p_y{}^2},$$

$$k_x = \frac{p_x}{\sqrt{1-p_x^2-p_y^2}},\quad k_y = \frac{p_y}{\sqrt{1-p_x^2-p_y^2}}. \tag{5.3}$$

Для бистатической системы переход из пространства объектов в пространство сигналов описывается формулами:

$$Y_t = y_t + z_t k_y\,;$$

$$X_{cl} = x_l + k_x z_l \left[1 + \frac{h^2/z_l^2}{\dfrac{1+k_x^2+k_y^2}{2}\left(1+\sqrt{1+\dfrac{4k_x^2h^2/z_l^2}{(1+k_x^2+k_y^2)^2}}\right)} \right];$$

$$W_l = z_l\sqrt{1+k_x^2+k_y^2}\sqrt{\frac{h^2/z_l^2}{1+k_x^2+k_y^2}+\frac{1}{2}\left(1+\sqrt{1+\frac{4k_x^2h^2/z_l^2}{(1+k_x^2+k_y^2)^2}}\right)}, \qquad (5.4)$$

а из пространства сигналов в пространство интерпретации:

$$p_b = \frac{p_x\sqrt{2}}{\sqrt{(1-h^2/W_l^2)^2+2p_x^2h^2/W_l^2+(1-h^2/W_l^2)\sqrt{(1-h^2/W_l^2)^2+4p_x^2h^2/W_l^2}}},$$

$$x_l = X_{cl} - W_l p_b, \quad y_l = Y_l - W_l p_y (1-p_b^2h^2/W_l^2)^2,$$

$$z_l = W_l\sqrt{(1-h^2/W_l^2)(1-p_b^2) - p_y^2(1-p_b^2h^2/W_l^2)^2}, \qquad (5.5)$$

где h – разнос антенн бистатической системы, а p_b – расчетный параметр, который имеет смысл некоторого углового коэффициента в плоскости, проведенной через базу антенны и точку (X_l, Y_l, W_l) пространства сигналов.

Примеры моделирования трехмерных преобразований с использованием соотношений (5.3) приведены на рис. 5.15. На рис. 5.15,*а* в пространстве сигналов показаны фронтальные годографы пяти объектов: *g*1 – выпуклый цилиндр, *g*2 – вогнутый цилиндр, *g*3 – шар, *g*4 – наклонная пластина, *g*5 – горизонтальная пластина, *g*6 – изогнутый провод. На рис. 5.15,*б* в пространстве интерпретации представлены результаты обработки фронтальных годографов в соответствии с соотношениями (5.3). На рис. 5.15,*в–д* приведены три совмещенных проекции этих пространств, причем серый цвет соответствует пространству сигналов, а черный – пространству интерпретации. Моделирование фронтальных годографов проводилось на прямоугольной координатной сетке с задаваемыми размерами и местоположением соответствующих областей в пределах параллелепипеда, ребра которого показаны сплошными линиями. При обработке моделей предполагалось, что пространство сигналов пронормировано в соответствии с (5.1), а сканирование проводилось по верхней грани параллелепипеда с регистрацией данных в точках выбранной координатной сетки.

Результаты моделирования показали основные достоинства метода интерпретации, использующего соотношения (5.3). Простыми вычислительными средствами удается правильно воспроизвести форму наблюдаемых объектов – гиперболические формы провода, шара и цилиндра в пространстве сигналов преобразовались в пространстве интерпретации

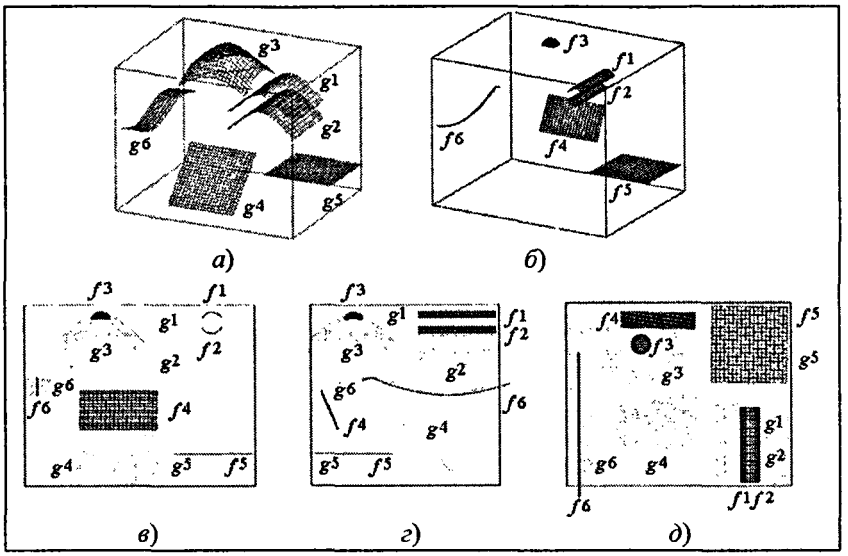


Рис. 5.15. Изображения моделей различных объектов в пространстве сигналов (*а*), в пространстве интерпретации (*б*), а также совмещенные изображения пространств в трех проекциях: вид спереди (*в*), вид слева (*г*), вид сверху со стороны плоскости сканирования (*д*). Символы «*f*» относятся к обозначению объектов в пространстве сигналов, символы «*g*» – к обозначению объектов в пространстве интерпретации.

в их истинные формы, а также правильно указать место их нахождения – горизонтальная пластина сохранила свое положение, а наклонная пластина претерпела «миграцию», заняв свое истинное положение.

Заметим, что соотношения (5.2) и (5.3), полученные для моностатической системы, могут использоваться и для бистатической системы при наблюдении объектов, расстояние до которых значительно превосходит базу разноса антенн.

Формирование фронтальных годографов. Первой и, пожалуй, самой сложной процедурой, используемой при реализации излагаемого метода интерпретации, является выделение фронтальных годографов из пространства сигналов. Желательно, чтобы эта процедура была максимально автоматизирована. Работы по автоматизации выделения наиболее информативных зон пространства сигналов ведутся давно. Некоторые результаты таких работ приведены в [15]. Готовых алгоритмов выделения фронтальных годографов мы не нашли. Поэтому разработали две простые интерактивные процедуры формирования фронтальных годографов.

Первая выполняет пороговую обработку, фиксирующую моменты первого превышения полезными сигналами задаваемого оператором порога в пределах выбранной рабочей зоны пространства сигналов. Она отличается от процедуры интерактивной пороговой обработки, рас-

смотренной ранее, только тем, что в рабочей зоне фиксируются не все превышения порога, а только первые от верхней границы рабочей зоны. После выбора интерпретатором параметров пороговой обработки полученные результаты записываются в текстовый файл, содержащий трехмерные координаты выделенного фронтального годографа. Этот файл загружается в специальную программу, которая формирует фронтальный годограф по зарегистрированным координатам узловых точек. Достоинствами этой процедуры являются свобода выбора рабочей зоны и объективная регистрация отражений от любых видов объектов. К недостаткам следует отнести низкую помехоустойчивость, невозможность выделения сложных годографов и значительное влияние дискретизации временных отсчетов в пространстве сигналов. Формируемые в этом случае отражающие поверхности имеют значительные искажения.

Вторая, используемая нами процедура, формирует фронтальные годографы по результатам аппроксимации наблюдаемых фронтов для двух ортогональных сечений в пределах выбранной рабочей зоны. Как и в предыдущем случае, в качестве рабочей зоны выбирается параллелепипед по трем проекциям выбранных сечений пространства сигналов. Программа позволяет сформировать в рабочей зоне аппроксимирующие фронтальные годографы шаровых, цилиндрических или плоских поверхностей. Достоинствами рассматриваемой процедуры являются точное описание выбранной модели аппроксимации и выделение годографов любой сложности при правильном понимании интерпретатором зарегистрированных данных в пространстве сигналов. К недостаткам следует отнести неизбежный ограниченный выбор моделей аппроксимации и преобладание субъективного выбора интерпретатора перед объективно зарегистрированными данными пространства сигналов.

Формируемые в этом случае отражающие поверхности имеют гладкие формы, соответствующие выбранной модели аппроксимации. Результаты применения такого метода формирования фронтальных годографов при обработке экспериментальных данных РЛПЗ «Дефектоскоп» приведены на рис. 5.16.

На рис. 5.16,*а* в пространстве сигналов показаны сформированные оператором в интерактивном режиме фронтальные годографы четырех объектов: $g1$ – металлический цилиндр, $g2$ – наклонная металлическая пластина, $g3$ – экранированный кабель, $g4$ – горизонтальная пластина. На рис. 5.16,*б* в пространстве интерпретации представлены результаты миграционных преобразований фронтальных годографов, выполненные предложенным методом. На рис. 5.16,*в*–*д* приведены три совмещенные проекции этих пространств, причем серый цвет соответствует пространству сигналов, а черный – пространству интерпретации. В пространстве интерпретации четко просматриваются формы и геометрическое положение выделенных объектов.

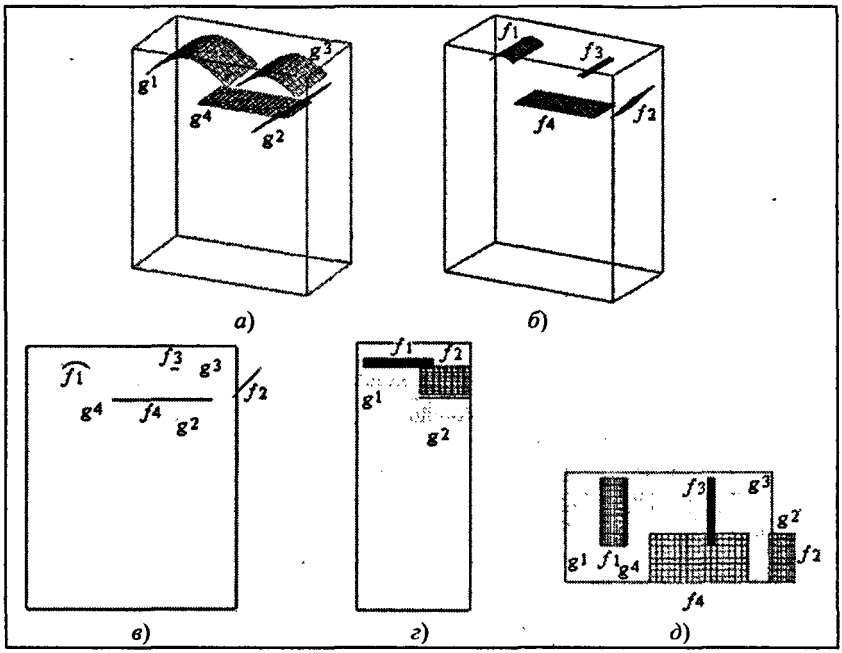


Рис. 5.16. Трехмерная обработка экспериментальных данных фронтальным методом интерпретации

Отображение отражающих поверхностей на экране монитора. Последней процедурой, выполняемой компьютером при реализации фронтального метода интерпретации, является отображение сформированных после миграционных преобразований трехмерных отражающих поверхностей на плоском экране монитора. Метод отображения должен обеспечивать наглядное представление отражающих поверхностей и возможности точного измерения координат отдельных точек этих поверхностей. Для решения поставленной задачи целесообразно фронтальные годографы отображать в виде полигональных сеток с узлами, расположенными в дискретных точках пространства сигналов. Этот метод отображения использовался в представленных ранее изображениях пространств (см. рис. 5.13 – 5.16). После поточечного миграционного преобразования мы опять получим полигональную сетку, но положение ее узлов будет зависеть от результатов этого преобразования. Например, все узлы полигональной сетки фрагмента фронтального годографа точечного отражателя после миграционного преобразования попадут в вершину этого годографа.

Использование полигональных сеток дает наглядное представление отражающих поверхностей на плоских экранах [16], обеспечивая

определенную «прозрачность» поверхностей для наблюдения других объектов, расположенных за ними (фронтальные годографы $g1$, $g2$ и $g3$ на рис. 5.15,*а*). Выбором шага сетки можно добиваться компромисса между степенью прозрачности поверхностей и компактностью представления всего изображения. Следует отметить, что использование только прямоугольных областей определения фронтальных годографов упрощает нумерацию узлов полигональной сетки и не вносит существенных искажений в форму отражающих поверхностей. Например, на рис. 5.15 фронтальный годограф $g3$ с квадратной областью определения после миграционного преобразования сформировал достаточно точно фрагмент сферической поверхности $f3$.

5.4. Исследование эффективности методов цифровой обработки радиолокационных сигналов и изображений

В данном параграфе кратко рассмотрены результаты исследований некоторых методов цифровой обработки радиолокационных сигналов и изображений, проведенных на базе экспериментальных данных РЛПЗ «Дефектоскоп». Более подробно эти и другие результаты изложены в [12]. Основное внимание уделено экспериментальной оценке эффективности процедур обработки и выбору их параметров. Анализ исследуемых процедур осуществлялся путем обработки данных, полученных при зондировании различных сред и объектов.

Фильтр сжатия импульса. Разрешающая способность в направлении зондирования (по глубине) определяется, как известно, шириной спектра излучаемого сигнала. В случае, когда отражения от близкорасположенных по глубине объектов будут перекрываться, фильтр сжатия обеспечивает возможность устранения этого эффекта и позволяет сжать импульс за счет потерь в отношении сигнал-шум.

Комплексная частотная характеристика такого фильтра описывается соотношением [17]

$$H(f)=\frac{S^*(f)}{(1-\eta)+\eta\left|S(f)\right|^2}, \qquad 0\le\eta\le 1, \tag{6}$$

где $S(f)$ – спектр опорного (эталонного) сигнала.

При $\eta\to 0$ фильтр сжатия фактически переходит в согласованный, а при $\eta\to 1$ – в инверсный. Значение параметра η подбирается экспериментально. Лучших результатов удалось достичь при применении фильтра сжатия после синтезирования апертуры, которое повышает отношение сигнал-шум и позволило увеличить параметр η до значений 0,8–0,9.

Применение фильтра сжатия проиллюстрировано на рис. 5.17 при наблюдении четырех монет (диаметром 20 мм) в песке на разных глубинах: монета *1* – на глубине 5 см, монета *2* – 7 см, монета *3* – 6 см, монета *4* – 8 см, причем монета *4* находится под монетой *3*. Результат трехмерной визуализации после синтезирования апертуры с квадратной зоной синтезирования представлен на рис. 5.17,*а*, двумерные срезы в плоскостях *XZ* и *YZ* – на рис. 5.17,*б* и *в*. Отражения от монет *3* и *4* перекрываются и возникает ложная метка *5*. На рис. 5.17,*г–е* приведены изображения после прохождения через фильтр сжатия для случая, когда в качестве опорного сигнала было взято отражение от монеты *1*. Видно, что удалось устранить ложную метку *5*, а изображения монет *1* и *2* стали более информативными. Похожий результат будет, если в качестве опорного сигнала взять отражение от объекта *2*.

На рис. 5.17,*ж,з* приведены изображения после фильтра сжатия для случая, когда оператор в качестве опорного сигнала выбрал пере-

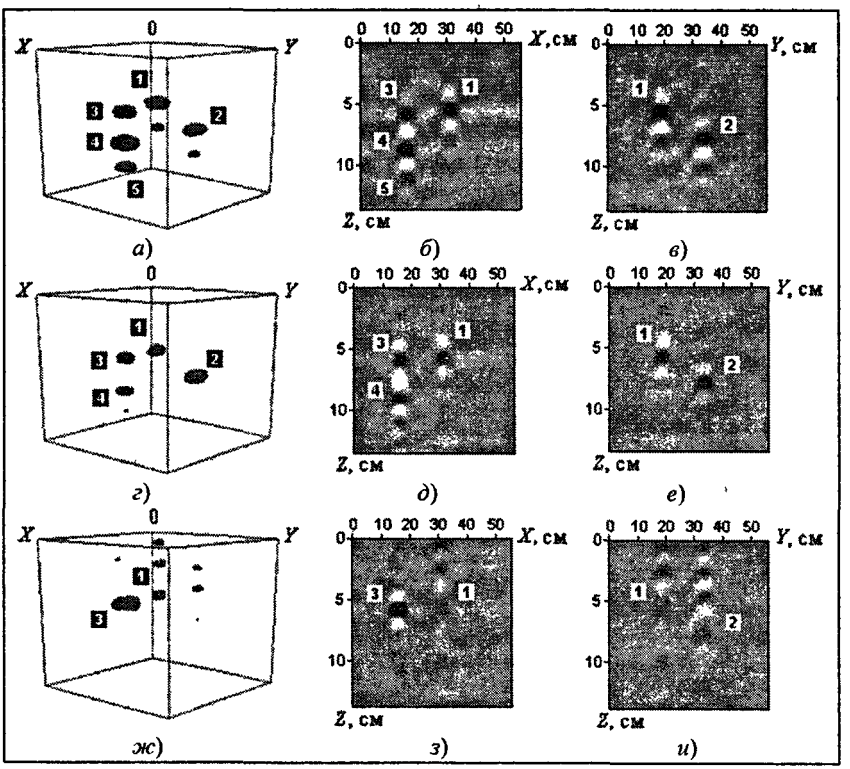


Рис. 5.17. Изображения монет в песке: *а*, *б*, *в* – до применения фильтра сжатия; *г*, *д*, *е* – после применения фильтра сжатия при правильном выборе опорного сигнала; *ж*, *з*, *и* – при ошибочном выборе опорного сигнала.

крывающиеся отражения от монет *3* и *4*, приняв их за отражение от одиночного объекта. В результате фильтрации было потеряно отражение от монеты *4* (рис. 5.17,*ж*,*з*), а отраженные от монет *1* и *2* сигналы раздробились на несколько отметок (рис. 5.17,*и*) из-за сильного рассогласования их спектров с частотной характеристикой (5.6) фильтра сжатия. Как видим, ошибочный выбор опорного сигнала приводит к существенному искажению радиолокационного изображения.

Повышение качества изображений. Система обработки данных должна обладать как эффективными средствами визуального представления, так и возможностью обрабатывать получаемые изображения, обеспечивая повышение их качества при сохранении информационной ценности исходных данных. Для достижения таких целей можно использовать некоторые из методов цифровой обработки оптических изображений [18], при этом нужно учитывать особенности радиолокационных изображений исследуемой среды и расположенных в ней объектов.

Линейное контрастирование предназначено для согласования динамического диапазона изображения и яркостных характеристик экрана [19]. При визуализации данных зондирования исходное изображение может быть недостаточно контрастным и ярким (например, изображение металлического штыря в песке на рис. 5.18,*а*). В результате линейного контрастирования изображение становится более насыщенным, что позволяет оператору лучше выделить наблюдаемые неоднородности среды (рис. 5.18,*б*). При этом для вычисления коэффициента усиления и величины сдвига используется гистограмма яркости. Коэффициент линейного усиления определяет контрастность, а сдвиг среднего значения обеспечивает желаемую яркость изображения. Линейное контрастирование аналогично линейному усилению сигнала со сдвигом среднего значения.

Фильтр сглаживания. В практике цифровой обработки изображений широко используется линейная фильтрация [18, 19]. Она реализуется путем свертки исходного изображения с импульсной характеристикой, которая задается функцией рассеяния точки или маской. В качестве

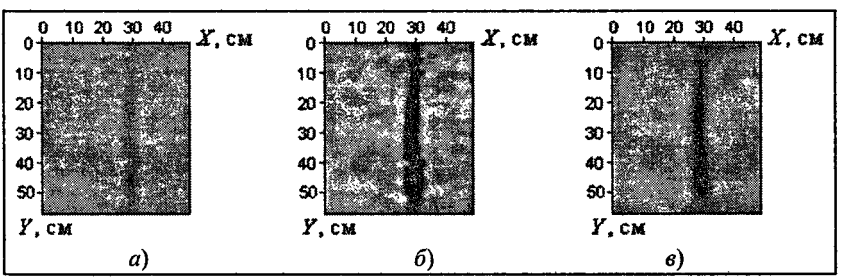


Рис. 5.18. Изображение металлического штыря в песке: *а* – до обработки; *б* – после линейного контрастирования; *в* – после сглаживающего фильтра.

маски используется множество весовых коэффициентов, заданных в окрестности рабочей точки. В ряде случаев нужно уменьшать изрезанность изображения объекта и снижать высокочастотные шумы. Тогда изображение подвергается сглаживанию. В фильтре сглаживания могут использоваться различные маски; одним из эвристических вариантов является равномерная маска, все весовые коэффициенты которой одинаковы. Такой выбор коэффициентов отвечает условию сохранения средней яркости. Так как фильтр является усредняющим, то его работа сопровождается размытием изображения (рис. 5.18,*в*).

Медианная фильтрация является эффективным методом подавления импульсных помех [20]. При использовании медианного фильтра происходит последовательная обработка каждой точки, как и при масочной фильтрации. Применяется крестообразное или квадратное окно, имеющее центральную симметрию, при этом его центр располагается в текущей точке фильтрации. Пиксели, оказавшиеся в пределах окна, образуют рабочую выборку текущего шага. Если упорядочить эту последовательность по возрастанию, то ее медианой будет тот элемент, который занимает в выборке центральное положение. Полученное таким образом число является результатом фильтрации для текущей точки. Основная особенность медианной фильтрации заключается в том, что она, эффективно подавляя импульсные помехи, в меньшей степени сглаживает границы изображения, чем любая линейная фильтрация.

Если импульсная помеха не является точечной и занимает некоторую локальную область, то она также может быть подавлена при условии, что размер этой области будет меньше половины размера выборки медианного фильтра (рис. 5.19). На рис. 5.19,*а* представлено радиолокационное изображение двух металлических пластин *1* и *2* после пороговой обработки. На рис. 5.19,*б* приведен результат медианной фильтрации при применении крестообразного окна, а на рис. 5.19,*в* – квадратного окна. Видно, что применение квадратного окна более эффективно, однако медианная фильтрация в этом случае приводит к заметному по-

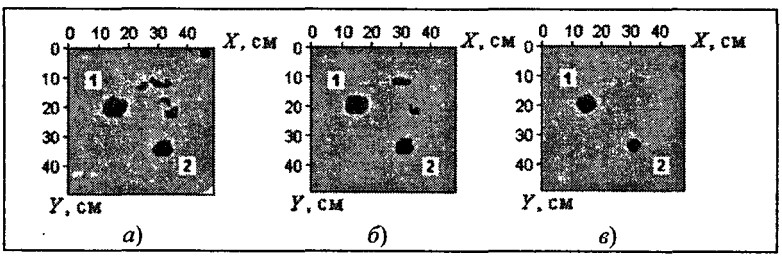


Рис. 5.19. Изображения двух металлических пластин: *а* – до фильтрации, *б* – после медианной фильтрации с крестообразным окном; *в* – после медианной фильтрации с квадратным окном.

давлению и полезного сигнала. Этот факт необходимо учитывать при выборе типа и размера окна, чтобы избежать подавления полезных сигналов, отраженных от малоразмерных объектов.

Применение трехмерной фильтрации целесообразно в тех случаях, когда двумерной фильтрации недостаточно для подавления локальных шумов и помех. Это будет тогда, когда маску приходится выбирать слишком большой, что приводит к подавлению отражений и от искомых объектов. Переход к трехмерным выборкам позволяет подключать соседние срезы в плоскости *XY* и проводить фильтрацию с учетом пространственного положения объектов. Двумерное изображение в плоскости *XY* (временное сечение) представляет собой срез для определенной глубины. Отражения от объектов обычно присутствуют в нескольких соседних срезах, в то время как шумы и помехи носят импульсный или локальный характер. Размер маски определяется минимальными пространственными размерами искомых объектов. На рис. 5.20,*а* приведено изображение двух металлических штырей, расположенных в песке под углом 30° друг к другу, после пороговой обработки. Импульсные помехи, оставшиеся после обработки, обусловлены наличием мелких камней в среде. Применение двумерного медианного фильтра частично устраняет эти помехи (рис. 5.20,*б*). Подключение соседних по глубине слоев для формирования выборки и применение трехмерного медианного фильтра позволяет полностью очистить изображение от помех (рис. 5.20,*в*). Следует отметить, что время обработки при трехмерной фильтрации существенно возрастает.

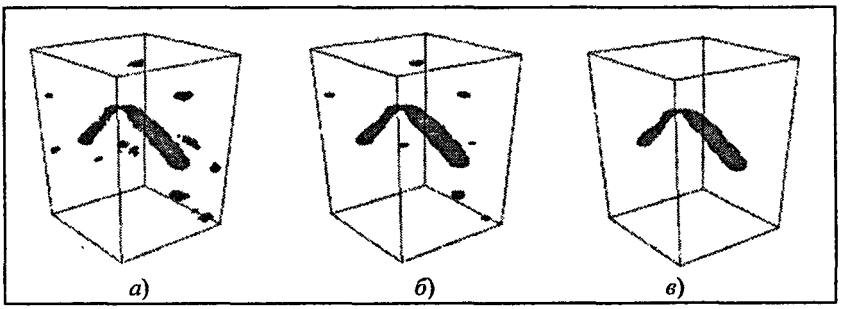


Рис. 5.20. Изображения двух металлических штырей:
а – после пороговой обработки, *б* – после двумерной медианной фильтрации;
в – после трехмерной медианной фильтрации.

Поляризационная обработка сигналов. Формирование наборов данных для ортогональных поляризаций позволяет также обнаруживать объекты и тогда, когда одни заслоняют другие. В качестве примера рассмотрим случай, когда пятирублевая монета (диаметр 25 мм) расположена немного глубже металлического штыря, который расположен па-

раллельно оси *Y*. При *Y*-поляризации монета не видна, так как скрыта сильными отражениями от штыря (рис. 5.21,*а*). Однако, она хорошо видна для *X*-поляризации, когда отражения от металлического штыря отсутствуют (рис. 5.21,*б*). Складывая изображения для обеих поляризаций, получаем результирующее изображение (рис. 5.21,*в*), на котором видны оба объекта, причем можно оценить как размеры объектов, так и их положение относительно друг друга.

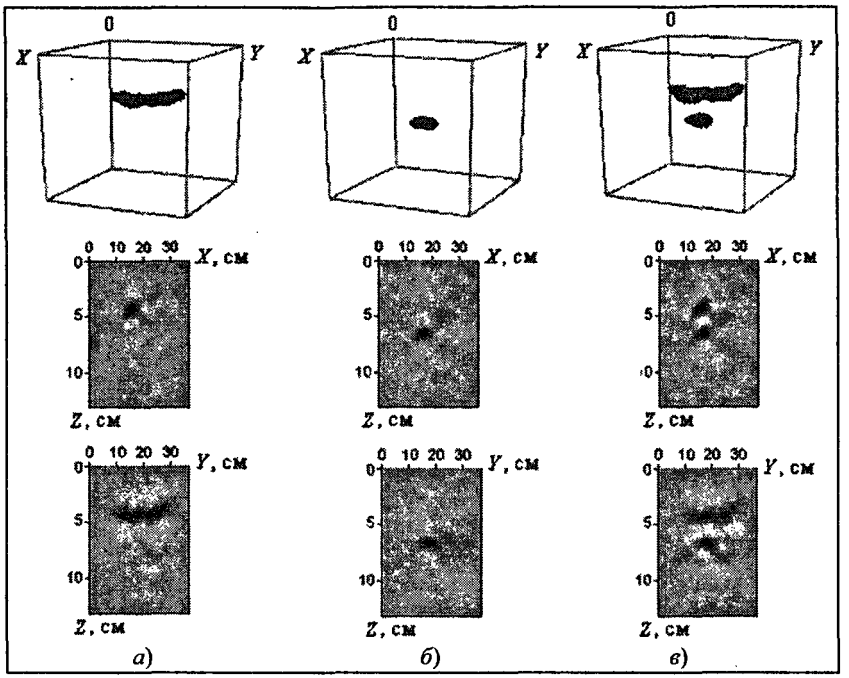


Рис. 5.21. Изображения металлического штыря и монеты:
а – при *Y*-поляризации; *б* – при *X*-поляризации; *в* – суммарные изображения.

Анализ различных радиолокационных изображений позволил сделать следующие выводы: металлические протяженные объекты всегда могут быть обнаружены при зондировании среды двумя сигналами с взаимно ортогональными поляризациями; металлическую пластину можно отличить и от металлического штыря, и от полой пластмассовой трубы; отражения от металлической пластины сильно зависят от ее положения относительно вертикальной плоскости и практически не зависят от ориентации пластины в горизонтальной плоскости; получаемые изображения позволяют определить форму объектов и их ориентацию в исследуемом пространстве.

Выводы

Разработаны импульсные РЛПЗ субнаносекундного диапазона серии «Дефектоскоп», предназначенные для неразрушающего контроля строительных конструкций. Одной из отличительных особенностей этих РЛПЗ является наличие системы точного местоопределения, обеспечивающей автоматизацию сбора данных радиолокационного зондирования. Наиболее простой и в то же время достаточно эффективной является оптоэлектронная система местоопределения. Другая особенность созданных РЛПЗ определяется оригинальной антенной системой, позволяющей существенно уменьшить уровень боковых лепестков зондирующего сигнала. Радиолокаторы обеспечивают высокое разрешение в продольном (2 см) и поперечном (3 см) направлениях, позволяют обнаруживать, определять местоположение и распознавать различные подповерхностные объекты на глубине до 0.5...1 м в диэлектрических средах. Достигнутые показатели качества работы РЛПЗ обусловлены не только элементной базой и построением аппаратной части РЛПЗ, но и разработанным математико-программным обеспечением и, прежде всего, алгоритмами, реализующими эффективные методы цифровой обработки сигналов и изображений. При разработке программного обеспечения основное внимание уделено минимизации действий оператора в процессе сбора и обработки радиолокационных данных. Предложен новый, так называемый фронтальный метод интерпретации данных РЛПЗ, направленный на облегчение работы оператора и позволяющий даже неопытному пользователю принимать адэкватные решения о форме обнаруживаемых скрытых объектов по результатам радиолокационного подповерхностного зондирования.

Литература к главе 5

1. *Финкельштейн М. И.* Подповерхностная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1994.
2. *Daniels, D. J.* Surface-Penetrating Radar. – IEE radar, sonar, navigation and avionics, series 6, London, UK, 1996.
3. Proceedings Ninth International Conference on Ground Penetrating Radar. – Santa Barbara, California, USA, 2002.
4. Proceedings Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar. — Delft, The Netherlands, 2004.
5. *Андрюхин А. Н., Линников О. Н., Суриков Б. С., Трусов В. Н.* Трехмерный радиолокатор подповерхностного зондирования "Дефектоскоп". – Разведка и охрана недр, 2001, № 3, с. 24–25.

6. *Andryukhin, A. N., Linnikov, O. N., Trusov, V. N., Surikov B. S.* 3-D Surface-Penetrating Radar "Defectoscope". – In Proc. CIE Intern. Conf. on Radar, Beijing, China, 2001.
7. *Линников О. Н., Сосулин Ю. Г., Андрюхин А. Н.* и др. Радиолокатор подповерхностного зондирования "Дефектоскоп". – Радиотехника, 2002, № 7, с. 45–50.
8. *Линников О.Н., Сосулин Ю.Г., Толмазов Б.Б.*, и др. Прием и обработка сигналов в импульсном радиолокаторе подповерхностного зондирования. – Труды Всероссийск. научн. конф. "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и аккустики". Муром, 1–3 июля 2003, с. 381–385.
9. *Linnikov O. N., Sosulin Yu. G., Tolmazov B. B.* et. al. Pulse Surface-Penetrating Radar: Constructive Peculiarities And Data Processing. / In Proc. of Intern. Radar Symposium, Sept.30 – Okt.2 2003, Dresden, Germany, pp. 307–312.
10. Заявка о выдаче патента РФ на изобретение, № 2004110699, 09.04.2004, Радиоинтроскоп / *Андрюхин А. Н., Линников О. Н., Сосулин Ю. Г.* и др.
11. *Andryukhin, A. N., Linnikov, O. N., Trusov, V. N.,* et al. Pulse GPR with opto-electronic sensor. – In Proc. of 10-th International Conference on Ground Penetrating Radar, June 21-24, 2004 Delft, The Netherlands.
12. *Линников О. Н., Сосулин Ю. Г., Толмазов Б. Б.* и др. Обработка сигналов и изображений в импульсном радиолокаторе подповерхностного зондирования. – Радиотехника и электроника, 2004, т. 49, № 7.
13. *Юфряков Б. А., Суриков Б. С., Сосулин Ю. Г., Линников О. Н.* Метод интерпретации данных радиолокаторов подповерхностного зондирования. – Радиотехника и электроника, 2004, т. 49.
14. *Л. Хаттон, М. Уэрдингтон, Дж. Мейкин.* Обработка сейсмических данных. Теория и практика. – М., Мир: 1989.
15. *Al-Nuaimy, W., Huang, Y., Shihab, S. and Ericksen, A.* Automatic target detection in GPR data. – Ninth International Conference on Ground Penetrating Radar, April 2002.
16. *Поляков А.* Методы и алгоритмы компьютерной графики в примерах на Visual C++. – БХВ-Петербург, 2002.
17. *Osumi, N., Ueno, K.* Detection of buried plant . – IEE Proc. 1988, vol. 135, no 4. pp. 330.
18. *Прэтт У.* Цифровая обработка изображений. – М.: Мир, 1982.
19. *Линдли К.* Практическая обработка изображений на языке Си. – М.: Мир, 1996.
20. *Красильников Н. Н.* Цифровая обработка изображений. – М.: Вузовская книга, 2001.

Глава 6

Формирование радиоизображения зондируемой подповерхностной радиосцены*

Формирование радиоизображения зондируемой подповерхностной радиосцены – важный этап при реализации этапов обнаружения-интерпретации-идентификации подповерхностных объектов [1, 2]. Предложено большое число различных алгоритмов (методов) пространственно-временной обработки рассеянного объектами электромагнитного поля для формирования их радиоизображений, отличающихся вычислительными ресурсами, требованиями к априорной информации, способами представления двух- и трехмерных изображений и т.п.: голографический алгоритм [3, 4], пространственно-спектральный алгоритм[5, 6], алгоритм дальностной миграции (range migration) [7, 8], алгоритм обратного проецирования во временной области (time domain back-projection algorithm) [1] и т. д. Ниже рассматриваются два метода – пространственно-спектральный метод и метод дальностной миграции. Первый метод, основанный на голографических и томографических принципах [9], является физически прозрачным и позволяет наглядно выявить "механизм" реконструкции радиоизображений. Второй метод – существенно базирующийся на алгоритме миграции [10], более конструктивен при практической реализации. Рассмотрим эти методы.

6.1. Пространственно-спектральный метод при решении голографических задач

Радиоголографическая постановка и спектральное решение. Геометрия простейшей задачи подповерхностного радиозондирования изображена на рис. 6.1, где представлен ТМ-случай падения из верхней полусферы плоской электромагнитной волны под углом θ_1, который позволяет свести задачу к скалярной

$$E_y(x,z) = E_y^{\text{пад}}(x,z) + \psi(x,z), \qquad (6.1)$$

где $E_y^{\text{пад}}, \psi$ – падающее и рассеянное поля соответственно.

Очевидным достоинством такой постановки задачи является возможность ее аналитического описания, позволяющего выявить и понять механизм восстановления радиоизображения.

---

* Авторы: А. Ю. Гринев, Е. Н. Воронин, А. И. Гиголо, Д. В. Фадин

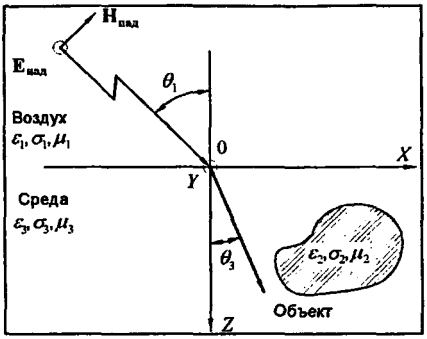


Рис. 6.1. Геометрия задачи подповерхностного радиозондирования

Формализация задачи сводится к следующему уравнению Фредгольма 1-го рода относительно любых токов $j(x,z)$ (проводимости, поляризации), локализованных в объекте[11, 12]:

$$\psi(x,z) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} j(x',z')\,G(x-x';z,z')\,dx'dz' = \hat{\Gamma}(j), \qquad (6.2)$$

где $G(x-x';z,z')$ – двумерная функция Грина (ФГ) структуры воздух-грунт, которая по сути описывает электрическое поле в точке x,z, создаваемое нитью единичного тока с координатами x',z' $(z<0,\ z'>0)$, а применительно к рассматриваемому случаю дистанционного зондирования совпадает (в силу принципа взаимности) с ФГ антенны регистратора [13] в виде такой же нити, но в точке $x;z$, и имеет строгое интегральное представление следующего вида [12]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} G(x;z,z')\exp(-\mathrm{i}k_x x)\,dx = \hat{\mathbf{F}}_x\left[G(x;z,z')\right] = g(k_x,z)\exp(\mathrm{i}\gamma_3 z'), \qquad (6.3)$$

где

$$g(k_x,z) = \mathrm{i}\exp(-\mathrm{i}\gamma_1 z)/(\gamma_1+\gamma_3), \qquad (6.4)$$

причем $\gamma_{1,3}^2 = k_{1,3}^2 - k_x^2$ и $k_{1,2,3}^2 = \omega^2\varepsilon_{1,2,3}\mu_0 + \mathrm{i}\omega\mu_0\delta_{1,2,3}$, $\hat{\mathbf{F}}_x$ – оператор фурье-преобразования по переменной x.

Уравнение (6.2) является сверткой "$\otimes$" в измерении x, поэтому, согласно теореме о свертке, преобразуем (6.2) по Фурье указанным в (6.3) оператором $\hat{\mathbf{F}}_x$

$$\hat{\mathbf{F}}_x[\psi(x,z)] = \tilde{\psi}(k_x,z) = g(k_x,z)\int_{-\infty}^{\infty}\hat{\mathbf{F}}_x[j(x',z')]\exp(\mathrm{i}\gamma_3 z')\,dz'. \qquad (6.5)$$

Второй сомножитель в (6.5) может быть приведен к канонической форме преобразования Фурье $\hat{\mathbf{F}}_z$ в измерении z введением вспомогательной переменной

$$k_z = -\mathrm{Re}(\gamma_3) \qquad (6.6)$$

и корректировкой искомого тока (с учетом того, что $\gamma_3 = \mathrm{Re}\,\gamma_3 + \mathrm{i}\,\mathrm{Im}\,\gamma_3$)

$$j'(x,z) = \hat{\mathbf{F}}_x^{-1}\{\hat{\mathbf{F}}_x[j(x,z)]\exp[-\mathrm{Im}(\gamma_3)z]\} = j(x,z)\otimes\gamma(x,z). \qquad (6.7)$$

Здесь корректирующая функция

$$j(x',z') = \hat{\mathbf{F}}_x^{-1}\{\exp[-\mathrm{Im}(k_3^2 - k_x^2)^{0.5} z']\} \tag{6.8}$$

описывает размытие искомого тока j, обусловленного потерями в среде.

Тогда выражение (6.5) можно привести к виду

$$\hat{\psi}(k_x,z) = g(k_x,z)\hat{j}'(k_x,k_z), \tag{6.9}$$

где

$$\hat{j}'(k_x,k_z) = \hat{\mathbf{F}}_x\hat{\mathbf{F}}_z[j'(x',z')] = \hat{\mathbf{F}}[j'(x',z')] \tag{6.10}$$

– двумерный пространственный спектр искомого вектора (6.7).

Формальным решением рассматриваемой задачи формирования радиоизображения в спектральной области является

$$\hat{j}'(k_x,k_{z'})\Big|_{k_z=-\mathrm{Re}(\gamma_3)} = \hat{\psi}(k_x,z)/g(k_x,z). \tag{6.11}$$

Учитывая взаимосвязь k_x и k_z, (6.11) позволяет восстанавливать двумерное радиоизображение

$$k_z = -\mathrm{Re}(k_3^2 - k_x^2)^{0.5} = -\chi(k_x)(\mathrm{Re}\,k_3^2 - k_x^2)^{0.5}, \tag{6.12}$$

где

$$\chi(k_x) = \left\{\{1+[\mathrm{Im}\,k_3^2/(\mathrm{Re}\,k_3^2 - k_x^2)]^2\}^{0.5} + 1\right\}/2 \geq 1. \tag{6.13}$$

Уравнение (6.12) описывает кривую, близкую к полуэллипсу в координатах k_x, k_z и является тождественным каноническому представлению

$$k_x^2 + [k_z/\chi(k_x)]^2 = \mathrm{Re}\,k_3^2,\ k_z \leq 0, \tag{6.14}$$

у которого полуось в измерении k_x равна $(\mathrm{Re}\,k_3^2)^{0.5}$ и $\chi(0)(\mathrm{Re}\,k_3^2)^{0.5}$ по k_z, причем $\chi(0) = [(1+\mathrm{tg}^2\Delta_3)^{0.5}+1]/2,$, где Δ_3 – угол диэлектрических потерь в среде.

Отмеченное обстоятельство можно формализовать с помощью акцентирующей кривую (14) функции Дирака вида ($|k_x| \leq k_1$ и $k_z \leq 0$)

$$\hat{\delta}(k_x,k_z) = \delta\{[k_x^2 + k_z^2/\chi^2(k_x)]^{0.5} - (\mathrm{Re}\,k_3^2)^{0.5}\}, \tag{6.15}$$

которая бесконечна на квазиполуэллипсе и равна нулю вне.

Действительно, умножением (6.11) на (6.15) обеспечивается формальная независимость переменных k_x и k_z в спектре (6.10)

$$\hat{j}'[k_x - \mathrm{Re}(k_3^2 - k_x^2)^{0.5}]\hat{\delta}(k_x,k_z) \equiv \hat{j}'(k_x,k_z)\hat{\delta}(k_x,k_z). \tag{6.16}$$

Упомянутый "квазиполуэллипс" в случае идеальной среды ($\mathrm{Re}\,k_3^2 = k_3^2$, $\mathrm{Im}\,k_3^2 = 0$ и $\mathrm{tg}\Delta_3 = 0$) превращается в полуокружность $S(0)$, а поскольку пространственный спектр (6.9) реально измерим лишь для распространяющих-

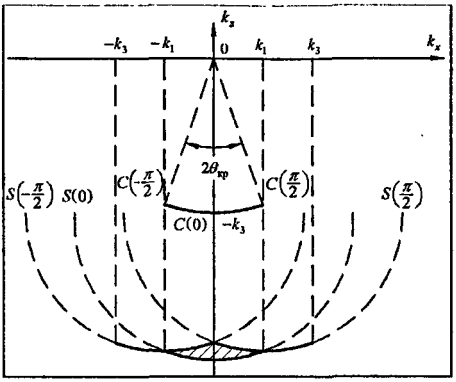


Рис. 6.2. Двумерный пространственный спектр "нормализованного тока поляризации" в случае многоракурсного зондирования

ся волн с пространственными частотами $|k_x| = |k_1 \sin\theta| \le k_1 \le \mathrm{Re}\, k_3$, то эта полуокружность трансформируется в дугу, показанную на рис. 6.2. Спектральная область вне дуги, соответствует неоднородным волнам, которые присутствуют на ее пунктирном продолжении и в радиальных направлениях, причем первые обусловлены реальными поверхностными волнами вдоль измерения x (экспоненциально убывающим по z), а вторые – ближним (реактивным) полем его источника. Угловой сектор дуги, определяющей регистрируемый спектр пространственных частот k_x, k_z, равен

$$2\theta_{кр} = 2\arcsin(n)^{-1}, \qquad (6.17)$$

где $n = \mathrm{Re}\, k_3 / k_1$ – показатель преломления среды, равный удвоенному критическому углу падения плоской волны из среды 3.

Умножая (6.10) на (6.14) и производя обратное двумерное преобразование Фурье, получаем алгоритм восстанавления двумерного радиоизображения

$$\tilde{j}'(x',z') = \hat{\mathbf{F}}^{-1}\left[\hat{\delta}(k_x,k_z)\hat{\varphi}(k_x,z)/g(k_x,z)\right] = j'(x',z') \otimes h(x',z'), \qquad (6.18)$$

где использована теорема о свертке и введена функция $h(x,z)$ – пространственная импульсная характеристика, называемая далее изображающим ядром

$$h(x,z) = \hat{\mathbf{F}}^{-1}\left[\hat{\delta}(k_x,k_z)\right]. \qquad (6.19)$$

В случае идеальной среды $\left[(\mathrm{Re}\, k_3^{\,2})^{0,5} = \mathrm{Re}\, k_3\right]$ вычисление двумерного интеграла (6.19) можно свести к одномерному его эквиваленту с помощью полярных переменных и с учетом фильтрующего свойства δ-образной функции (6.15)

$$h(x,z) = (2\pi)^{-2} \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} \hat{\delta} \exp[ik(x\cos\varphi + z\sin\varphi)]\, k\, dk\, d\varphi =$$

$$= (2\pi)^{-2}\, \mathrm{Re}\, k_3 \int_{-\theta_{кр}}^{\theta_{кр}} \exp[i\, \mathrm{Re}\, k_3 (x\cos\varphi + z\sin\varphi)] d\varphi. \qquad (6.20)$$

Альтернативными к спектральному решению (6.18) задачи (6.2) являются формальные методы псевдообращения [4].

6.2. Пространственно-спектральный метод при решении томографических задач

Радиотомографическая постановка и спектральное решение. Под томографией условно понимается реконструкция внутреннего содержания (интроструктуры) подповерхностных объектов. В этом случае для $j(x,z)$ имеем [11, 12]

$$j(x,z)=[k_2^2(x,z)-k_3^2]E_y(x,z), \tag{6.21}$$

где $E_y(x,z)$ – полное поле внутри объекта (падающее $E_y^{\text{пад}}$ и рассеянное ψ).

Выражение (6.21) удобно представить в виде

$$K(x,z)=k_3^2E_y^{\text{пад}}[k_2^2(x,z)/k_3^2-1][1+\psi(x,z)/E_y^{\text{пад}}(x,z)], \tag{6.22}$$

где $K(x,z)$ назван нормализованным током поляризации [4] (хотя по размерности не является током, поэтому (6.22) следует разделить на $\mathrm{i}\omega\mu_0$), а является носителем информации об интроструктуре объекта, поскольку оно выражено через его электрофизические параметры, которые вне последнего предполагаются равными окружающей среде;

$$E_y^{\text{пад}}(x,z)=T\exp[-\mathrm{i}k_3(x\sin\theta_3+z\cos\theta_3)] \tag{6.23}$$

– поле плоской зондирующей волны, преломленной средой под углом θ_3 ($T=2/(1+n)$, n – показатель преломления среды, причем амплитуда падающей волны под углом θ_1 принята единичной).

Относительно неизвестного (6.22) уравнение (6.2) принимает вид:

$$\psi(x,z)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}k_3^2E_y^{\text{пад}}K(x,z)G(x-x';z,z')dx'dz'. \tag{6.24}$$

Поступая по аналогии с процедурой решения уравнения (6.2), подействуем на (6.24) оператором $\widehat{\mathbf{F}}_x$, воспользуемся теоремой о свертке и введем вспомогательную переменную (6.6). Тогда с учетом (6.7) и (6.9) можно получить:

$$\widehat{\psi}(k_x,z)=k_3^2Tg(k_x,z)\int_{-\infty}^{\infty}\widehat{\mathbf{F}}_x\{K(x',z')\exp[-\mathrm{i}k_3(x'\sin\theta_3+z'\cos\theta_3)]\}\times$$

$$\times\exp(\mathrm{i}\gamma_3z')dz'=k_3^2Tg(k_x,z)\widehat{K}'(k_x+\mathrm{Re}\,k_3\sin\theta_3,\,k_z+\mathrm{Re}\,k_3\cos\theta_3). \tag{6.25}$$

Здесь использована теорема о смещении $\{\hat{\mathbf{F}}_x[K(x)\exp(i\alpha x)]=\hat{K}(k_x-a)]\}$, учтено, что $k_3=\mathrm{Re}\,k_3+i\,\mathrm{Im}\,k_3$ – комплексная величина и введен в рассмотрение скорректированный нормализованный ток поляризации

$$K'(x,z)=\hat{\mathbf{F}}^{-1}\left[\hat{K}'(k_x,k_z)\right]=\{K(x,z)\exp[-\mathrm{Im}\,k_3(x\sin\theta_3+z\cos\theta_3)]\}\otimes\gamma(x,z), \quad (6.26)$$

который является объектом восстановления и зависит от угла зондирования объекта плоской волной θ_3.

Последнее слабо сказывается при угловом секторе (6.17), поэтому сделаем следующее допущение:

$$K'(x,z)\approx\{K(x,z)\exp[-\mathrm{Im}(k_3)z]\}\otimes\gamma(x,z). \quad (27)$$

Спектральное решение уравнения (6.25) относительно "тока" (6.26) выглядит аналогично решению (6.18) радиоголографической задачи

$$\tilde{K}'(x',z')=\hat{\mathbf{F}}^{-1}[\hat{\delta}(k_x,k_z)\hat{\psi}(k_x,z)/k_3^2Tg(k_x,z)]=$$
$$=\hat{\mathbf{F}}^{-1}\left[\hat{\delta}(k_x,k_z)\hat{K}'(k_x+\mathrm{Re}\,k_3\sin\theta_3,\ k_z+\mathrm{Re}\,k_3\cos\theta_3)\right]=$$
$$=\{K'(x',z')\exp[-i\,\mathrm{Re}\,k_3(x'\sin\theta_3+z'\cos\theta_3)]\}\otimes h(x',z'). \quad (28)$$

Изменяя наклон θ_3 подсвета подповерхностного объекта акцентирующей функцией (6.15), возможно проконтролировать все сечения его пространственного спектра в угловом интервале (6.17) и, тем самым, существенно улучшить разрешающие свойства изображающего ядра (6.19). На рис. 6.2 полуокружности $S(-\pi/2)$ и $S(\pi/2)$ соответствуют предельным углам падения $-\pi/2$ и $\pi/2$ соответственно, а штриховкой показана область с известными спектральными значениями токов поляризации, подлежащих восстановлению.

Эффект улучшения "радиотомограческого" решения (6.28) по сравнению с "радиоголографическим" (6.18) можно наглядно продемонстрировать, если считать в (6.28) пространственный спектр "тока" неизменным, а изображающее ядро (6.19) меняющимся (в зависимости от θ_3).

Это равносильно следующей эквивалентной замене переменных в спектральном представлении (6.28):

$$\tilde{K}'(x',y')=\hat{\mathbf{F}}^{-1}\left[\hat{\delta}(k_x-\mathrm{Re}\,k_3\sin\theta_3,\ k_z-\mathrm{Re}\,k_3\cos\theta_3)\hat{K}'(k_x,k_z)\right]\times$$
$$\times\exp\left[-i\,\mathrm{Re}\,k_3(x'\sin\theta_3+z'\cos\theta_3)\right]=$$
$$=[K'(x',z')\otimes h_\tau(x',z')]\exp[-i\,\mathrm{Re}\,k_3(x'\sin\theta_3+z'\cos\theta_3)], \quad (29)$$

где

$$h_\tau(x,z)=\hat{\mathbf{F}}^{-1}[\hat{\delta}(k_x-\mathrm{Re}\,k_3\sin\theta_3,\ k_z-\mathrm{Re}\,k_3\cos\theta_3)] \quad (30)$$

– изображающее ядро решения "радиотомографической" задачи.

Таким образом, наиболее целесообразной стратегией решения рассматриваемой задачи является измерение радиоголограммы (6.2) по оси x параллельно с изменением направления зондирования подповерхностного объекта плоской волной (6.23), падающей под углами θ_3 в пределах сектора (6.17). Это реализуется естественным образом в режиме радиолокационного синтеза апертуры (РСА) приемопередающей антенной, при этом все его реконструирующие сомножители должны быть выражены на частоте $2\omega_0$.

Радиотомографическое решение. Выражение (6.28) описывает восстановленное радиоизображение подповерхностного объекта с разрешением, определяемым (6.30). Получение информации об электрофизическом параметре объекта k_2 (6.22) возможно только в приближении Борна [14–16], когда подповерхностный объект (аномалия) слабоконтрастен по отношению к окружающей его среде (условия применимости критерия Борна определяются его ошибкой, которая не превышает $\sim 0{,}5\,\mathrm{Re}(k_3)D|\Delta n|_{\max}$, где D – диаметр подповерхностного объекта, $|\Delta n|_{\max}$ – максимальный перепад модуля показателя преломления объекта по сравнению со средой). Выполнение условий приближения Борна означает, что в нормализованном токе поляризации (22) отношение $\psi / E_y^{\text{пад}} \approx 0$, в противном случае применяют ряд формальных методов нелинейной лучевой и волновой томографии [14–16].

Оценка пространственного разрешения. На рис. 6.3, *а,б* представлено соответственно нормированное пространственное изображающее ядро $h(x,z)/h(x{=}x_0,z{=}z_0)$ (6.20), характеризующее предельные разрешающие способности по азимуту и глубине. Оценочные значения азимутального (δx) и продольного (δz) разрешений, а также пространственные (Δ_x) и

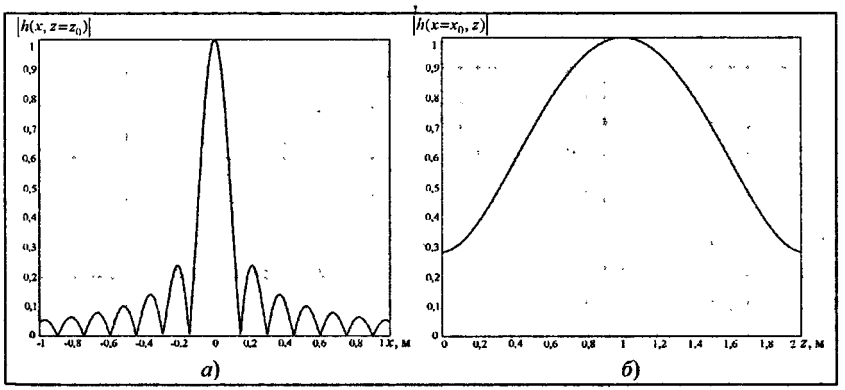


Рис. 6.3. Нормированное пространственное изображающее ядро $h(x,z)$:
а – поперечное сечение; *б* – продольное сечение

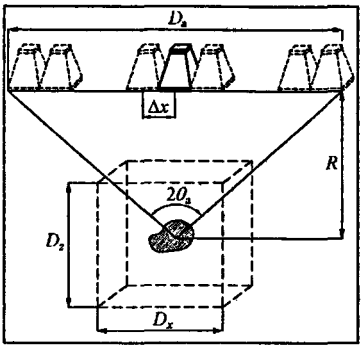


Рис. 6.4. К оценке пространственного разрешения

частотные (Δ_f) выборки определяются следующими соотношениями (рис. 6.4):

$$\delta x/\lambda_c \cong (R/D_a) \text{ или } \delta x \cong \lambda_c/\theta_a ;$$

$$\delta z/\lambda_c \approx 1{,}78(R/D_a)^2 ;$$

$$\Delta_x \le \lambda_{c\min} R/D_x , \qquad (6.31)$$

где R – расстояние до объекта, D_a – размер приемной апертуры, λ_c – центральная в спектре зондирующего сигнала длина волны, $\lambda_{c\min}$ – минимальная в спектре длина волны, D_x – азимутальный размер объекта (области).

Предельное азимутальное разрешение оценивается как $\delta x \cong \lambda_0/n\theta_{кр} = \lambda_0$, поскольку $\theta_{кр} = \arcsin(1/n) \approx n^{-1}$, и в режиме РСА улучшается в два раза.

Заметим, что пространственный алгоритм восстановления радиоизображения дает явно не удовлетворительное разрешение по глубине (координате z – рис. 6.3,*б*). Для улучшения продольного разрешения и компромисса между разрешением и глубиной проникновения в РПЗ используются сверхширокополосные (СШП) зондирующие сигналы. Радиус полуокружностей (6.14) зависит от частоты $k_3(\omega) = \omega/c$,– следовательно, при изменении частоты в пространственно – спектральной области, получим серию дуг, для которых известны спектральные значения "токов поляризации", подлежащих восстановлению. На рис. 6.5 штрихованная область соответствует заполнению пространственного спектра при использовании полосы частот зондирующего сигнала от ω_1 до ω_2. При этом продольное разрешение δz (рис. 6.6, *а*, *б* $\Delta F = 0{,}4...1$ ГГц) и шаг Δ_f между выбранными дискретными отсчетами частоты зондирующего сигнала с полосой ΔF определяются выражениями

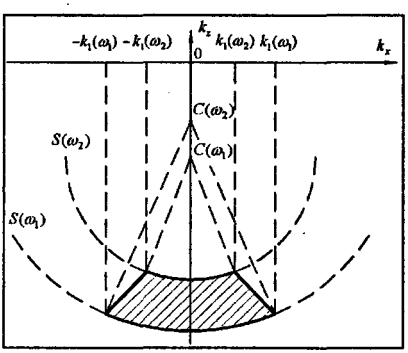


Рис. 6.5. Двумерный пространственный спектр «нормализованного тока поляризации» в случае многочастотного зондирования

$$\delta z \cong v/\Delta F , \ \Delta_f \le v/D_z , \qquad (6.32)$$

где D_z – продольный размер объекта (области), v – скорость электромагнитной волны в среде.

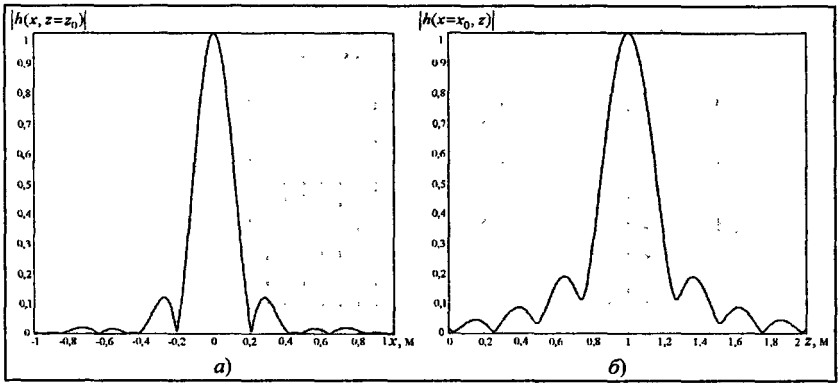


Рис. 6.6. Нормированное пространственное изображающее ядро при зондировании в полосе частот ΔF=0.4...1 ГГц с шагом Δ_f=0,03 ГГц: *а* – поперечное сечение, *б* – продольное сечение

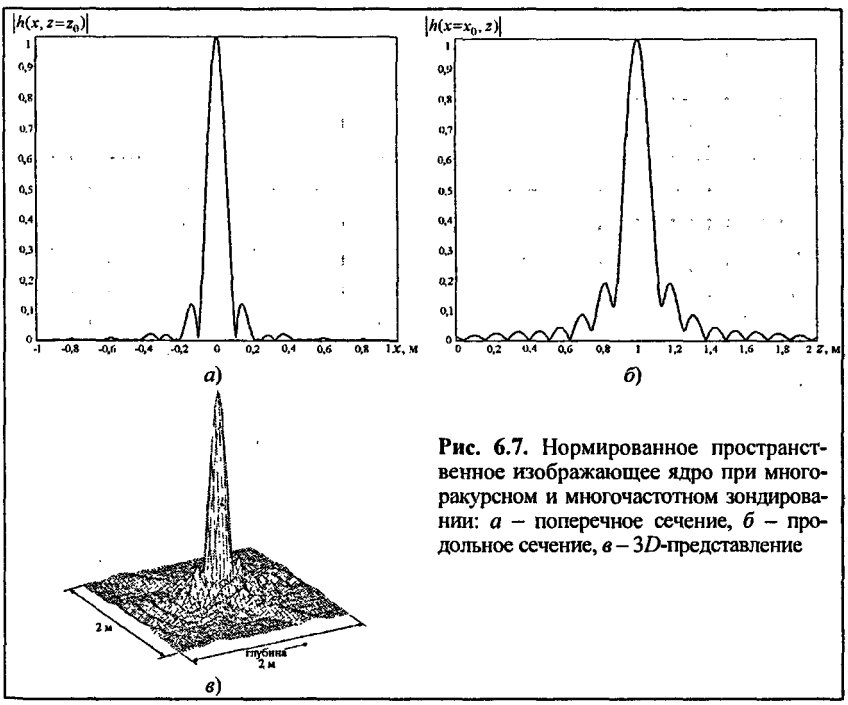


Рис. 6.7. Нормированное пространственное изображающее ядро при многоракурсном и многочастотном зондировании: *а* – поперечное сечение, *б* – продольное сечение, *в* – 3*D*-представление

На рис. 6.7 представлено нормированное изображающее ядро $h(x,z)/h(0,0)$ в случае многоракурсного $(-\pi/2\,,\pi/2\,)$ и многочастотного зондирований.

6.3. Восстановление радиоизображений пространственно-спектральным методом

Восстановление $2D$-радиоизображений объектов пространственно-спектральным методом реализовывалось на моделях металлического и диэлектрического цилиндров прямоугольного сечения с различными размерами, расположенных в однородной среде.

Зондирование осуществлялось по нормали к границе раздела плоской волной с ТМ-поляризацией сигналом гауссовой формы длительностью $\tau_и = 1$ нс и пространственной длительностью в свободном пространстве $D_0 = \tau_и c = 30$ см. Исследуемые тела располагались в среде с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_c = 8$ и проводимостью $\sigma_c = 2 \cdot 10^{-3}$ См/м. Пространственно-временные выборки рассеянного поля регистрировались на прямой, параллельной границе раздела сред, на расстоянии $R = 15$ см от нее в точках $N = 30$ с шагом $\Delta_x = 5$ см, т.е. размер приемной апертуры $D_a = N\Delta_x = 1{,}5$ м. Над принятым рассеянным полем осуществлялось преобразование Фурье и выделялась полоса частот $\Delta F = 1{,}3...2$ ГГц с шагом $\Delta_f = 0{,}05$ ГГц, что позволяло получить с помощью пространственно–спектрального метода разрешение по глубине $\delta z \approx 15$ см (6.32), а азимутальное разрешение $\delta x \approx 20$ см (6.31).

В соответствии с алгоритмом (6.11) далее реализуется пространственное преобразование Фурье по координате x. Затем по методу ближайшего соседа рассчитывался "нормализованный ток поляризации", спектральные значения которого лежат на дугах в Фурье-области (см. рис. 6.5). Для более точного заполнения области Фурье криволинейная дугообразная сетка трансформируется в прямоугольную путем ее аппроксимации кубическим сплайном. Следующим шагом является операция обратного двумерного Фурье-преобразования от полученных токов в спектральной области с последующей нормировкой. Полученный результат и является искомым радиоизображением.

Для процедуры получения радиоизображений рассеянное поле моделировалось методом FDTD [17]. Область численного моделирования была выбрана размером $X \times Y = 1{,}5 \times 1{,}5$ м и разбита на пространственную сетку размером 300×300 ячеек с шагом дискретизации по пространству $dx = dy = 5$ мм. Временной шаг дискретизации выбирался из условия Куранта и составил $dt = 0{,}95dx/\sqrt{2}c = 11{,}1$ пс. В качестве граничных условий использовался восьмиклеточный PML.

Для оценки разрешающей способности пространственно-спектрального метода, как по азимуту, так и по глубине, было получено изображение четырех малоразмерных диэлектрических цилиндров диаметра

d=2 см $\ll D_0$ и относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_ц$=15, расположенных в точках с координатами (0; 15), (–45; 15), (30; 15) и (0; 45) см. Радарограммы, 2*D*- и 3*D*- изображений, соответствующие этому случаю, приведены на рис. 6.8.

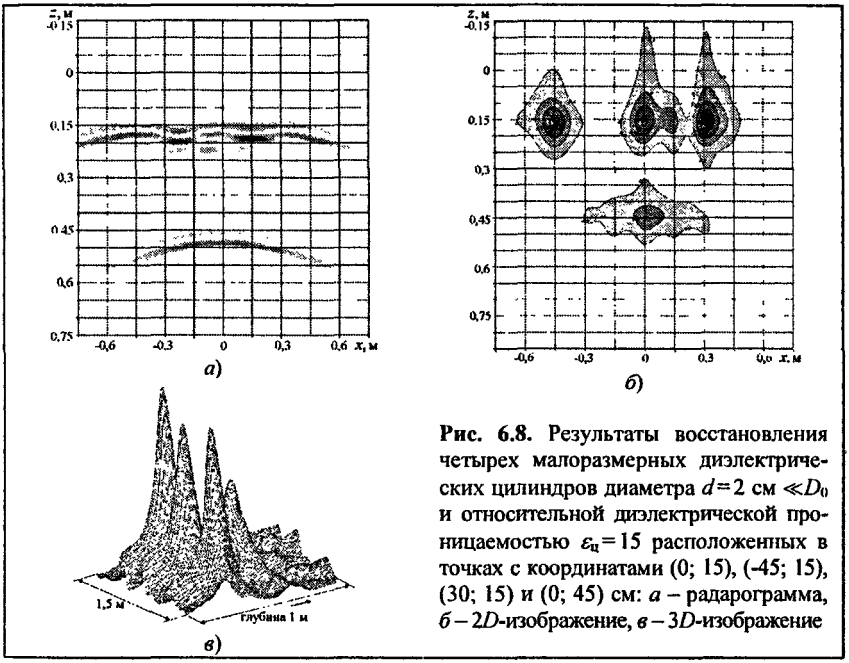
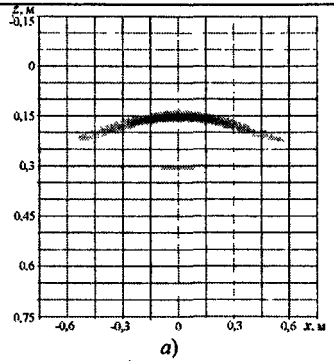


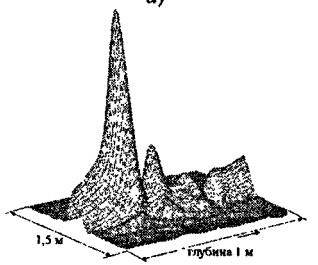
Рис. 6.8. Результаты восстановления четырех малоразмерных диэлектрических цилиндров диаметра d=2 см $\ll D_0$ и относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_ц$=15 расположенных в точках с координатами (0; 15), (-45; 15), (30; 15) и (0; 45) см: *а* – радарограмма, *б* – 2*D*-изображение, *в* – 3*D*-изображение

Получены изображения металлических и диэлектрических ($\varepsilon_ц$=15 и 4) цилиндров размерами $a \times b = 20 \times 20$ и 20×60 см на глубине $h_ц$=15 см. На рис. 6.9–6.14 показаны их радарограммы, а также 2*D*- и 3*D*-изображения. Размеры объекта на рис. 6.9–6.11 соизмеримы с азимутальной разрешающей способностью метода $\delta x \approx a$, и по полученному изображению нельзя сделать достоверный вывод о геометрии подповерхностного тела. На рис. 6.10 и 6.11, соответствующих диэлектрическому телу, есть как отражение от передней грани, так и от задней. Для $\varepsilon_ц$=15 размер тела по глубине увеличивается (для $\varepsilon_ц$=4 – уменьшается) в соответствии с соотношением $b = b_0 \varepsilon_ц / \varepsilon_c$, где b – размер тела по глубине, оцененный с помощью полученного изображения, а b_0 – реальный размер тела.

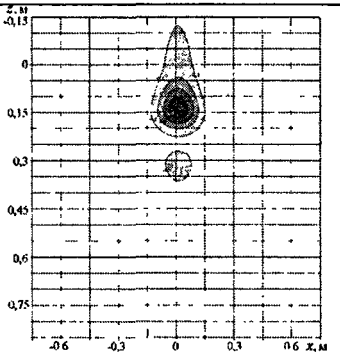
На рис. 6.12–6.14, соответствующих телам с азимутальным размером a = 60 см, явно просматриваются прямоугольные контуры передней стенки, а для диэлектрических объектов (рис. 6.13–6.14) и задней стенки.



а)

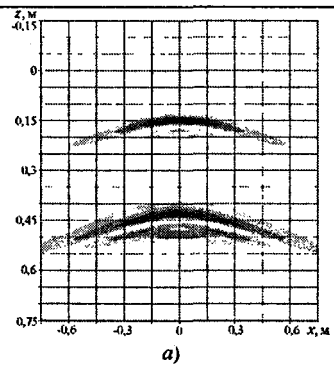


в)

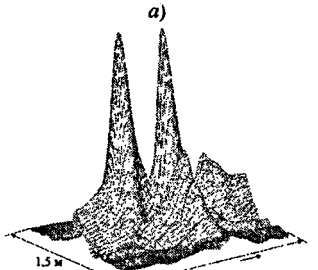


б)

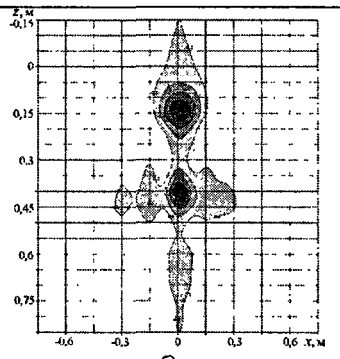
Рис. 6.9. Результаты восстановления металлического цилиндра размерами $a \times b = 20 \times 20$ см: *а* – радарограмма, *б* – 2*D*-изображение, *в* – 3*D*-изображение



а)

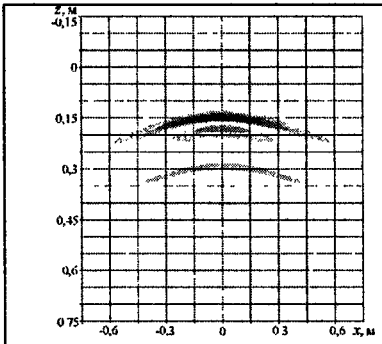


в)

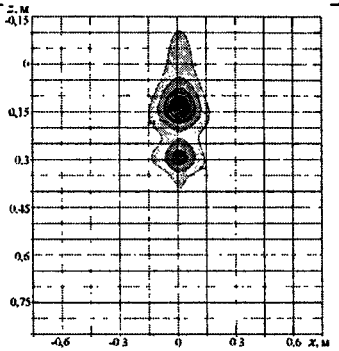


б)

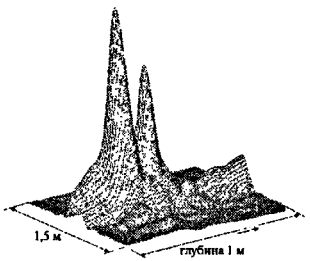
Рис. 6.10. Результаты восстановления диэлектрического цилиндра $\varepsilon_ц = 15$ с размерами $a \times b = 20 \times 20$ см: *а* – радарограмма, *б* – 2D-изображение, *в* – 3*D*-изображение



а)

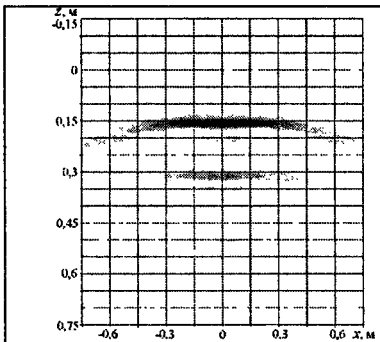


б)

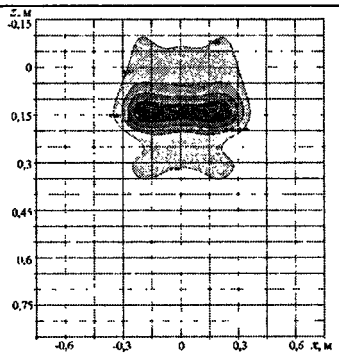


в)

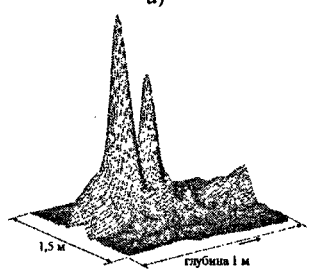
Рис. 6.11. Результаты восстановления диэлектрического цилиндра $\varepsilon_ц = 4$ размерами $a \times b = 20 \times 20$ см:
а – радарограмма, *б* – 2*D*-изображение, *в* – 3*D*-изображение



а)

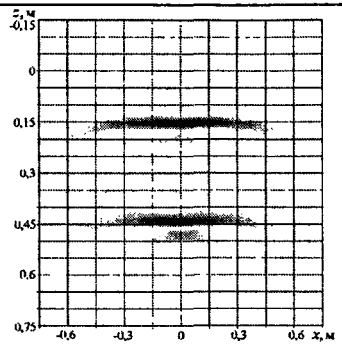


б)

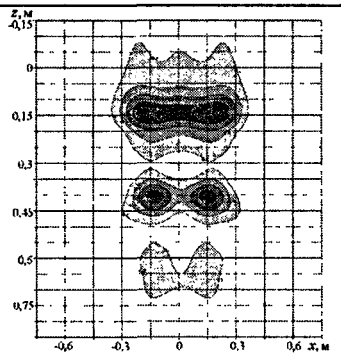


в)

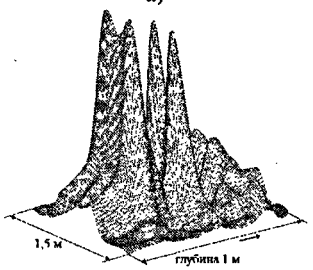
Рис. 6.12. Результаты восстановления металлического цилиндра с размерами $a \times b = 20 \times 20$ см:
а – радарограмма, *б* – 2*D*-изображение, *в* – 3*D*-изображение



а)

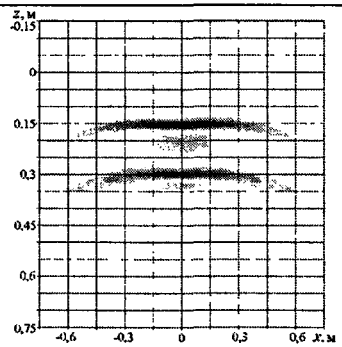


б)

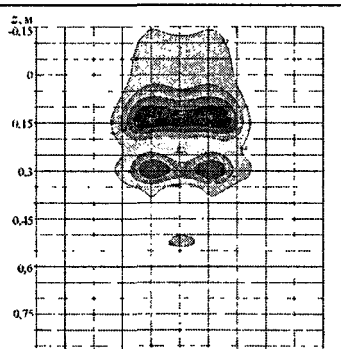


в)

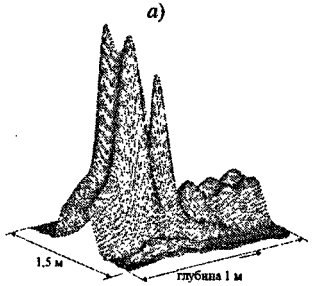
Рис. 6.13. Результаты восстановления диэлектрического цилиндра $\varepsilon_ц = 15$ с размерами $a \times b = 20 \times 60$ см:
а – радарограмма, *б* – 2*D*-изображение, *в* – 3*D*-изображение



а)



б)



в)

Рис. 6.14. Результаты восстановления диэлектрического цилиндра $\varepsilon_ц = 4$ с размерами $a \times b = 20 \times 60$ см:
а – радарограмма, *б* – 2*D*-изображение, *в* – 3*D*-изображение

На рис. 6.15 приведены результаты восстановления двух малоразмерных металлических труб диаметра $d = 7$ см, отстоящих от приемной антенны на расстоянии $R = 70$ см. Зондирование осуществлялось видеоимпульсным радаром, сигнал которого представлен на рис. 6.16 [18] на длине $D_a = 1{,}5$ м с шагом $\Delta_x = 5$ см.

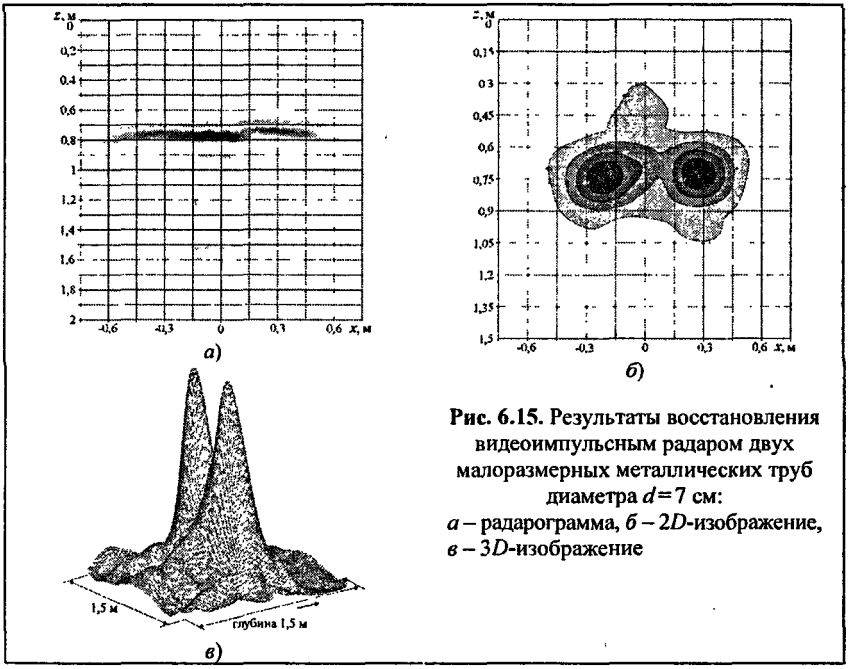


Рис. 6.15. Результаты восстановления видеоимпульсным радаром двух малоразмерных металлических труб диаметра $d = 7$ см:
а – радарограмма, *б* – 2*D*-изображение, *в* – 3*D*-изображение

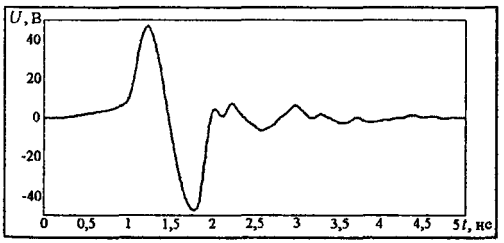


Рис. 6.16. Зондирующий импульс подповерхностного радара

6.4. Метод дальностной миграции для восстановления трехмерных радиоизображений

Геометрия задачи представлена на рис. 6.17. Сбор информации (регистрация радиоголограммы) о радиосцене D, характеризуемой размерами $D_x \times D_y \times D_z$, осуществляется сканирующей приемопередающей антенной

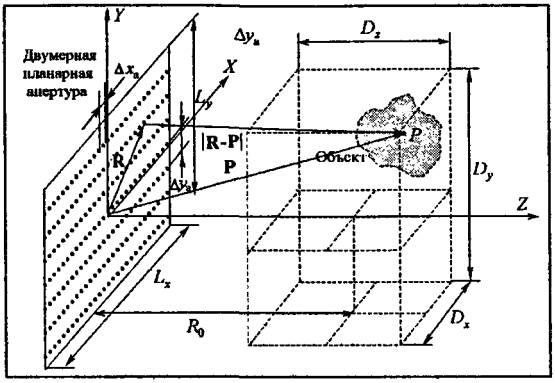


Рис. 6.17. Геометрия задачи.

или многоэлементной приемопередающей плоской $2D$-антенной решеткой. Координаты приемных элементов $x_a, y_a \in A$ задаются вектором $\mathbf{R} = \mathbf{x}_0 x_a + \mathbf{y}_0 y_a$, а точки локализации источников в трехмерном пространстве $3D$-вектором $\mathbf{P} = \mathbf{x}_0 x + \mathbf{y}_0 y + \mathbf{z}_0 z$.

На основной поляризации в линейном режиме работы регистратора ЭДС на его выходах $e(\mathbf{R}, \omega)$ можно представить в виде

$$e(\mathbf{R},\omega) = \iiint\limits_V s(\mathbf{P})\{\mathrm{i}\omega\varepsilon_0 i_a(\omega) r_a^2(\omega) f^2(\nabla R/R^2)\}\exp(-\mathrm{i}2kR)\partial V, \qquad (6.33)$$

где $s(\mathbf{P})$ – отражательная способность (рефлективность) рассеивателя, $i_a(\omega)$ – спектр клеммного тока антенны в режиме передачи, $r_A(\omega)$ – частотная характеристика антенны, $f(\nabla R)$ – диаграмма направленности приемопередающего элемента регистратора в направлении $\nabla R = \mathrm{grad}\, R = (\mathbf{P}-\mathbf{R})/|\mathbf{P}-\mathbf{R}|$, $2k = 4\pi f/v = 2\omega/v$ – волновое число, учитывающее распространение волны к рассеивателям и обратно на текущей частоте $\omega = 2\pi f$, V – объем, содержащий рассеиватели $(\mathbf{P} \in V)$; $\partial V = \partial x \partial y \partial z$ – элемент объема V.

Далее будем полагать, что коэффициент

$$T(\omega; R) = [\mathrm{i}\omega\varepsilon_0 i_a(\omega) r_a^2(\omega)/R^2]^{-1} = \mathrm{const}, \qquad (6.34)$$

т.е. пренебрегаем рассеиванием R^{-2}, полагаем, что антенна имеет широкую полосу пропускания и ее ДН в области D равномерна. Будем иметь в виду также, что не учитывается поляризационная структура рассеянного поля и эффект взаимодействия между отражателями, а среда полагается однородной.

Тогда, в соответствии с (6.33) зарегистрированный сигнал $u(\mathbf{R}; 2k) = e(\mathbf{R}, \omega) T(\omega; R)$ принимает вид

$$u(x_a, y_a; 2k) = u(\mathbf{R}; 2k) \approx \iiint\limits_V s(\mathbf{P}) \exp(-\mathrm{i}2k|\mathbf{P}-\mathbf{R}|)\partial V, \qquad (6.35)$$

где $u(x_a, y_a; 2k)$ – результат измерений на текущей частоте $\omega = 2\pi f$, связанный функциональным уравнением с $s(\mathbf{P})$, подлежит восстановлению, поскольку характеризует конфигурацию рассеивателей.

Возьмем двумерное $2D$-фурье-преобразование $\hat{\mathbf{F}}^{(2)}$ от обеих частей (6.35)

$$U(k_x, k_y; 2k) = U(\mathbf{k}_\perp; 2k) = \hat{\mathbf{F}}^{(2)}[u(\mathbf{R}; 2k)] = \iint u(\mathbf{R}; 2k) \exp(-\mathrm{i}\mathbf{k}_\perp \mathbf{R})\, \partial A =$$

$$= \iint u(x_a, y_a; 2k) \exp[-\mathrm{i}(k_x x_a + k_y y_a)]\, \partial x_a \partial y_a, \qquad (6.36)$$

где двойное интегрирование проводится в бесконечных пределах, поскольку поле (6.35) предполагается финитным ($u(\mathbf{R}; 2k) = 0$ при $\mathbf{R} \notin \mathrm{A}$); $\mathbf{k}_\perp = \mathbf{x}_0 k_x + \mathbf{y}_0 k_y$.

Подставив (6.35) в (6.36) получим

$$U(\mathbf{k}_\perp; 2k) = \iiint_V s(\mathbf{P})\, \hat{\mathbf{F}}^{(2)}[\exp(\mathrm{i}2k|\mathbf{P} - \mathbf{R}|)]\, \partial V =$$

$$= \iiint_V s(\mathbf{P})\, E(\mathbf{k}_\perp, 2k, z) \exp(-\mathrm{i}\mathbf{k}_\perp \mathbf{P})\, \partial V = \int \hat{\mathbf{F}}^{(2)}[s(\mathbf{P})]\, E(\mathbf{k}_\perp, 2k, z)\, \partial y, \qquad (6.37)$$

где

$$E(\mathbf{k}_\perp, 2k, z) = \hat{\mathbf{F}}^{(2)}[\exp(\mathrm{i}2k|\mathbf{P}|)] \qquad (6.38)$$

– ключевая (фильтрующая) функция алгоритма миграции, которая может быть вычислена двояко.

При вычислении методом стационарной фазы (6.38) представляется следующей своей асимптотикой (при $2k \to \infty$) [8]:

$$E(\mathbf{k}_\perp, 2k, z) \approx \left[4\pi k / \mathrm{i}\left((2k)^2 - \mathbf{k}_\perp^2\right)\right] \exp\left[-i\left((2k)^2 - \mathbf{k}_\perp^2\right)^{0,5} z\right], \qquad (6.39)$$

где $\mathbf{k}_\perp = |\mathbf{k}_\perp| = (k_x^2 + k_y^2)^{0,5}$.

Если учесть в (6.35) эффект ослабления поля пространством (R^{-2}), то вместо (6.39) будем иметь

$$E(\mathbf{k}_\perp, 2k, z) = \hat{\mathbf{F}}^{(2)}[\exp(\mathrm{i}2k|\mathbf{P}|)/|\mathbf{P}|^2] = 2\pi \int \exp\left\{\mathrm{i}2k[r^2 + z^2]^{0,5}\right\} J_0(2kr)[r^2 + z^2]^{-1} r\, \partial r =$$

$$= -2\pi i[(2k)^2 - \mathbf{k}_\perp^2]^{-3/4} \exp\left\{-\mathrm{i}[(2k)^2 - \mathbf{k}_\perp^2]^{0,5} z\right\}, \qquad (6.40)$$

где благодаря радиальному характеру Фурье-преобразуемой функции, зависящей только от $r = |\mathbf{P}|$, использованы соответствующее $\hat{\mathbf{F}}^{(2)}$ преобразование Ганкеля, а также известный табличный интеграл.

Ключевые функции (6.39) и (6.40) имеют идентичные фазовые сомножители, определяемые стационарной фазой – $\left[(2k)^2 - \mathbf{k}_\perp^2\right]^{0,5} z$. Мож-

но предположить, что при уточнении (6.35) амплитудными факторами в (6.34) (диаграммой направленности и АЧХ антенны, аподизацией синтезируемой апертуры А и т. п.) ключевая функция (6.39), (6.40) будет иметь неизменную структуру следующего общего вида:

$$E(\mathbf{k}_\perp, 2k, z) = -\mathrm{i}\left|E(\mathbf{k}_\perp; 2k)\right| \exp\left\{-\mathrm{i}[(2k)^2 - \mathbf{k}_\perp^2]^{0,5} z\right\}, \qquad (6.41)$$

где $\left|E(\mathbf{k}_\perp; 2k)\right|$ определен в соответствии с (6.39), (6.40).

Тогда выражение (6.37) можно привести к виду

$$\mathrm{i}U(\mathbf{k}_\perp; 2k) / \left|E(\mathbf{k}_\perp; 2k)\right| = \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{\mathbf{F}}^{(2)}[s(\mathbf{P})] \exp(-\mathrm{i}\sqrt{(2k)^2 - k_\perp^2}\, z)\, \partial z = S(\mathbf{k})\big|_{\mathbf{k}^2 = (2k)^2}, \qquad (6.42)$$

где

$$S(\mathbf{k}) = \hat{\mathbf{F}}^{(3)}[s(\mathbf{P})] \qquad (6.43)$$

– трехмерный 3D-пространственный спектр искомой рефлективности объектов ($\mathbf{k} = k_x \mathbf{x}_0 + k_y \mathbf{y}_0 + k_z \mathbf{z}_0$ – трехмерная пространственная частота).

Как видно из (6.42), отфильтрованный функцией (6.41) пространственно-временной (ПВ) спектр (6.36) совпадает с чисто пространственным 3D-спектром объектов только на сфере радиусом $2k$, задаваемым уравнением [8]

$$k^2 = \mathbf{k}_\perp^2 + k_z^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = (2k)^2, \qquad (6.44)$$

а, точнее, на полусфере, поскольку в функциях (6.39), (6.40) пространственная частота $k_z = \left[(2k)^2 - \mathbf{k}_\perp^2\right]^{0,5}$ определяется как неотрицательная величина $(k_z \geq 0)$.

Поскольку левая часть уравнения (6.42) равна правой его части только на упомянутой полусфере, то необходимо выделить из отфильтрованного трехмерного ПВ-спектра (6.36) лишь тот его фрагмент, который определен на этой поверхности. Эта процедура известна как "интерполяция Столта" (Stolt Interpolation [10]) $\omega \to k_z$ и формально выполняется одновременным умножением обеих частей (6.42) на δ^+-функцию, заданную в радиальном измерении пространственных частот $\mathbf{k}$ $(k_z \geq 0)$, т. е.

$$\mathrm{i}U(\mathbf{k}_\perp; k_z)\left|E(\mathbf{k}_\perp; k_z\right|^{-1} \delta^+(|\mathbf{k}| - 2k) = S(\mathbf{k})\delta^+(|\mathbf{k}| - 2k), \qquad (6.45)$$

где учтено, что на упомянутой полусфере $k_z = \left[(2k)^2 - \mathbf{k}_\perp^2\right]^{0,5}$.

Восстановление радиоизображения рефлективности объектов $\tilde{s}(\mathbf{P})$ завершает операция обратного 3D-Фурье-преобразования массива данных (6.45):

$$\tilde{s}(\mathbf{P}) = \hat{\mathbf{F}}^{(3)}[S(\mathbf{k})\delta^{+}(|\mathbf{k}|-2k)] = \mathrm{s}(\mathbf{P}) \otimes \Delta(\mathbf{P}) =$$

$$= \hat{\mathbf{F}}^{(3)}\left[iU(\mathbf{k}_{\perp};k_z)\left|E(\mathbf{k}_{\perp};k_z)\right|^{-1}\delta^{+}(|\mathbf{k}|-2k)\right]. \qquad (6.46)$$

Для случая предельного разрешения $\tilde{s}(\mathbf{P}) = \mathrm{s}(\mathbf{P}) \otimes \Delta(\mathbf{P})$, где $\Delta(\mathbf{P}) = \hat{\mathbf{F}}^{(3)}[\delta^{+}(|\mathbf{k}|-2k)]$ – идеальное изображающее ядро алгоритма радиальной миграции.

6.5. Восстановление радиоизображений методом дальностной миграции

Восстановление 2*D*-радиоизображений объектов методом дальностной миграции реализовывалось на модели двух диэлектрических цилиндров круглого сечения с различными размерами.

На рис. 6.18 приведен результат восстановления области с геометрией 3×2 м, ограниченной четырьмя стенками толщиной 20 см с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_c = 4$ и проводимостью $\sigma_c = 10^{-3}$. В области расположены два цилиндрических диэлектрических объекта с параметрами $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 60$ и размерами $d_1 = 20$ см и $d_2 = 30$ см соответственно. Расстояние между объектами $R_{12} = 1$ м. Рассеянное поле определялось методом FDTD [17]. Область численного моделирования была разбита на пространственную сетку 620×420 ячеек с шагом дискретизации по пространству $dx = dy = 5$ мм. Временной шаг дискретизации выбирался из условия Куранта и составил $dt = 0{,}95dx/\sqrt{2}c = 11{,}1$ пс. В качестве граничных условий использовался 10-клеточный PML.

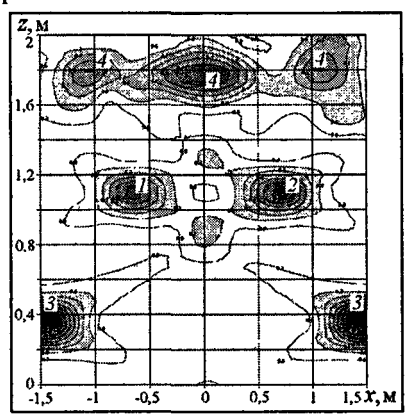


Рис. 6.18. Результат восстановления методом дальностной миграции двух диэлектрических объектов с диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 60$ и размерами $d_1 = 20$ см и $d_2 = 30$ см

Зондирование осуществлялось точечными излучателями с TM-поляризацией, расположенными вдоль прямой, параллельной области моделирования в точках $N = 61$ с шагом $\Delta_x = 5$ см, при этом размер апертуры составил $D_a = (N-1)\Delta_x = 3$ м. Сигнал гауссовой формы длительностью $\tau_и = 1$ нс и пространственной длительностью в свободном пространстве $D_0 = \tau_и c = 30$ см. Съем пространственно-временных выборок

осуществлялся в режиме зондирование-прием для каждого элемента последовательно. Над принятым рассеянным полем осуществлялось Фурье-преобразование и выделялась полоса частот ΔF =0,1...2,5 ГГц с шагом Δ_f=0,05 ГГц, что позволяло получить с помощью рассмотренного метода разрешение по глубине $\delta z \approx 10$ см (6.32), а азимутальное разрешение $\delta x \approx 10$ см (6.31). В соответствии с алгоритмом дальностной миграции реализовывалось пространственное преобразование по координате x. Затем к полученным данным применялась функция фильтрации в области пространственных частот и осуществлялась интерполяция Столта. Далее реализовалась операция обратного двумерного фурье-преобразования. На рис. 6.18 цифрами *1* и *2* обозначены изображения объектов; а цифрами *3* и *4* отмечены отражения от углов и от дальней стенки соответственно (передняя стенка на рис. 6.18 не показана).

Выводы

Пространственно-спектральный метод, основанный на голографических и томографических принципах, и метод дальностной миграции, существенно базирующийся на алгоритме миграции, позволяют формировать 2*D*- и 3*D*-радиоизображения объектов по результатам их зондирования СШП-сигналами. Первый метод является физически прозрачным и позволяет наглядно выявить механизм реконструкции радиоизображений. Второй метод – более конструктивен при практической реализации.

Литература к главе 6

1. *Daniels, D.J.* Surface-Penetrating Radar. – London: The Institution of Electronical Engineers, 1996.
2. *Василенко Г.И., Тараторин А.М.* Восстановление изображений.– М.: Радио и связь, 1986.
3. *Osumi, N.and Uceno, K.* Microwave Holographic Imaging of Undeground Object. – IEEE Trans. Antennas. Propagat., 1985, vol. 33, no.2, pp. 152–159.
4. *Гринев А.Ю., Воронин Е.Н.* Электродинамическая формализация радиоголографических задач. В кн. Вопросы подповерхностной радиолокации. – М.: Радиотехника, 2005, гл. 1.
5. *Chommeloux, L., Pichot, C., Bolomey, J.-C.* Electromagnetic modeling for microwave of cylindrical buried inhomogeneities. – IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1986, vol. 34, no.10, pp. 1064–1076.
6. *Vertiy, A., Gavrilov, S., Voinovskyy, I., Salman, A.* Microwave tomography imaging of cylindrical objects by using spectrum data of scattered field. – In Proc. of 8-th International Conference on Ground Penetrating Radar, Australia, 2000, pp. 233–241.

7. *Binningsbo, J., Eide, E.S., Hjelmstad, J.F.* 3D migrationjf GPR array-antenna data. – Proc. 8-th Internanional Conference on Ground-Penetrating Radar, Australia, 2000, pp. 459–463.
8. *Lopes-Sanches, J.M., Fortuni-Guasch, J.* 3-D radar imaging using range migration techniques. – IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2000, vol. 48, no.5, pp. 728–737.
9. *Wolf, E.* Three- Dimensional structure determination of semitransparent objects from holographic data. – Optical Communications, 1969, vol. 1, no.7, pp. 153–156.
10. *Stolt, R.* Migration by Fourier Transform. – Geophysics, 1978, vol. 43, no. 1, pp. 23–48.
11. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. – М.: Энергия, 1983.
12. *Васильев Е.Н.* Возбуждение тел вращения. – М.: Радио и связь, 1987.
13. *Марков Г.Т., Сазонов Д.М.* Антенны. – М.: Энергия, 1975.
14. *Воронин Е.Н., Шашенков В.Ф.* Микроволновая селективная голография. – М.: Радио и связь, 2003.
15. *Левин Г.Г., Вишняков Г.Н.* Оптическая томография. – М.: Радио и связь, 1989.
16. *Cui, T.J., Chew, W.C.* Diffraction tomografic algorithm for the detection of three dimensional objects buried in a lossy half-space. – IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2002, vol. 50, no.1, pp. 42–49.
17. *Гринев А.Ю., Гиголо А.И.* Обратные задачи подповерхностного зондирования. В кн. Вопросы подповерхностной радиолокации. – М.: Радиотехника, 2005, гл. 2.
18. *Гринев А.Ю., Чебаков И.А., Зайкин А.Е., Багно Д.В.* Реконструкция геометрических и электрофизических характеристик в структурных задачах подповерхностного зондирования. В кн. Вопросы подповерхностной радиолокации. – М.: Радиотехника, 2005, гл. 7.

Глава 7

Реконструкция геометрических и электрофизических характеристик среды в структурных задачах подповерхностного зондирования*

К классу обратных задач подповерхностного зондирования с достаточно высоким объемом априорной информации относятся структурные задачи (мониторинг дорожных покрытий, взлетно-посадочных полос, мостов и т.п.), для которых априорная информация может быть получена из соответствующей строительной документации, позволяющей установить связь между структурой покрытий и их геометрическими и электрофизическими параметрами.

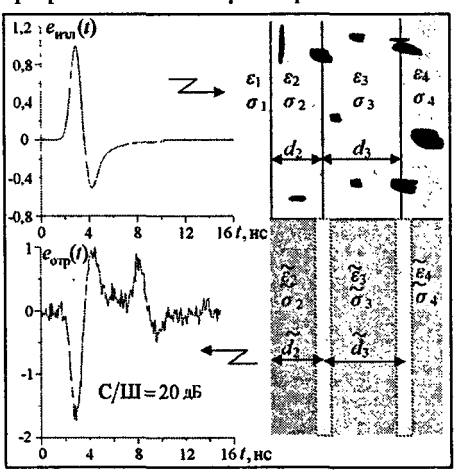


Рис. 7.1. Зондирование четырехслойной среды.

Для этого класса задач в качестве основных электродинамических моделей выбираются плоскослоистая и квазислоистая среды (рис. 7.1), для которых $\varepsilon(x,y,z)=\varepsilon_i$, $\sigma(x,y,z)=\sigma_i$ при $Z_{i-1}(x,y) < Z < Z_i(x,y)$, $i=1,...,N$, где $Z=Z_{i-1}(x,y)$ и $Z=Z_i(x,y)$ – поверхности, ограничивающие i-слой переменной толщины $h_i(x,y)=Z_{i-1}(x,y)-Z_i(x,y)$, причем $Z_0=0$ и $Z_n=\infty$ [1–3].

Эффективным методом решения таких задач является метод вычислительной диагностики (МВД) [1, 4], основу которого составляют регуляризирующие алгоритмы А.Н Тихонова [5, 6].

7.1. Формализация задачи вычислительной диагностики

При использовании МВД постановка задачи сводится к определению электрофизических параметров среды **x** по известным характери-

* Авторы: А. Ю. Гринёв, И. А. Чебаков, А. Е. Зайкин, Д. В. Багно

стикам рассеяния электромагнитного поля, которые связаны операторным уравнением 1-го рода

$$\mathbf{Ax}=\mathbf{u}, \quad \mathbf{x}\in X, \quad \mathbf{u}\in U, \tag{7.1}$$

где X и U – метрические пространства, $\mathbf{A}$ – нелинейный оператор (прямой материальный оператор), поскольку рассеянное поле рассматривается для токов поляризации [7] $\mathbf{j}=\mathrm{i}\omega(\dot{\varepsilon}_{\mathrm{a}}-\varepsilon_0)\mathbf{E}=\mathrm{i}\omega\varepsilon_0\mathbf{xE}$, $\mathbf{E}$ – полное поле внутри среды (объекта), зависящее также от $\mathbf{x}$. Так как предметом реконструкции являются параметры среды, то оператор $\mathbf{A}$ не может быть представлен в общем случае в замкнутой форме относительно $\mathbf{x}$; $\mathbf{x}=\dot{\varepsilon}-1$ – безразмерная комплексная функция, характеризующая исследуемую подповерхностную среду; $\dot{\mathbf{u}}(\omega)=\mathbf{E}_{\mathrm{r}}/\mathbf{E}_0$ – нормализованное комплексное значение рассеянного объектами поля (комплексный коэффициент отражения для дальней зоны), зависящее от частоты ω и, вообще говоря, от направления зондирования и приема.

В соответствии с МВД приближенное решение обратной задачи (7.1) в общем случае находится с помощью построения сглаживающего функционала [8]:

$$\Phi_\alpha(\mathbf{x},\mathbf{A},\mathbf{u}_\Delta)=\left\|\mathbf{Ax}-\mathbf{u}_\Delta\right\|_U^2+\alpha\Omega(\mathbf{x}_0), \tag{7.2}$$

состоящего из функционала невязки между результатами измерений рассеянного поля $\mathbf{u}_\Delta$ и модельной прямой задачей $\mathbf{Ax}$, а также стабилизирующего функционала $\Omega(\mathbf{x}_0)$, который учитывает априорную информацию относительно $\mathbf{x}_0$, представляющую собой набор неизвестных геометрических и электрофизических параметров зондируемой области; $\left\|\mathbf{u}-\mathbf{u}_\Delta\right\|\le\Delta$ – погрешность между истинным значением поля и измеренным; α – параметр регуляризации.

Функционал невязки, например, в случае многочастотного зондирования имеет вид

$$\left\|\mathbf{Ax}-\mathbf{u}_\Delta\right\|_U^2=\int_{-\infty}^{+\infty}\left\|\mathbf{Ax}-\mathbf{u}_\Delta\right\|^*\left\|\mathbf{Ax}-\mathbf{u}_\Delta\right\|d\omega. \tag{7.3}$$

Решение (7.1) находится из условия минимизации функционала (7.2) с дополнительным условием $\left\|\mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}-\mathbf{u}_\Delta\right\|_U^2\le\Delta^2$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}=\left\{\mathbf{x}_{\alpha\Delta}:\inf\left[\left\|\mathbf{Ax}-\mathbf{u}_\Delta\right\|_U^2+\alpha\Omega(\mathbf{x}_0)\right]\right\}, \quad x\in X. \tag{7.4}$$

Предположим, что при наличии априорной информация о параметрах объекта $\mathbf{x}_0$ стабилизирующий функционал выбираем в виде $\Omega(\mathbf{x},\mathbf{x}_0)=\left\|q(\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}-\mathbf{x}_0)\right\|_X^2$, где q – коэффициент, характеризующий сте-

пень априорной информации о параметрах объекта. Тогда формальное решение минимизируемого функционала (7.2) имеет форму

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta} = ((\mathbf{A}'_x)^* \mathbf{A} + \alpha q \mathbf{1})^{-1} ((\mathbf{A}'_x)^* \mathbf{u} + \alpha q \mathbf{x}_0), \tag{7.5}$$

где $\mathbf{A}'_x$ – производная Фреше оператора $\mathbf{A}$ в точке $\mathbf{x}$, знак "$*$" – символ сопряженного оператора.

Обратный оператор $((\mathbf{A}'_x)^* \mathbf{A} + \alpha\, q\mathbf{1})^{-1}$ в общем случае не выражается в замкнутой форме, поэтому определение квазирешения (7.4) рационально привести к итерационному процессу [9, 10]:

$$\begin{aligned} &\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \beta\, \Gamma' \mathbf{x}_k; \\ &\Gamma' \mathbf{x}_k = (\mathbf{A}'_x)^* (\mathbf{A}\mathbf{x}_k - \mathbf{u}) + \alpha\, q(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_0), \end{aligned} \tag{7.6}$$

где $k = 0, 1, 2\ldots$, $\Gamma' \mathbf{x}_k$ – градиент функционала, параметр αq согласуется с ошибкой измерения $\| \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta} - \mathbf{u}_\Delta \|_U^2 \le \Delta^2$, а шаг β – определяется выбором итерационного метода (простой итерации, скорейшего спуска, сопряженных градиентов и т.п.).

Поскольку в соответствии с (7.6) процедура определения $\mathbf{x}$ по существу основана на решении прямой задачи, т. е. нахождении поля $\mathbf{A}x_k$, рассеянного объектом, то для использования метода вычислительной диагностики необходимо иметь в наличии эффективные алгоритмы решения прямых задач для широкого диапазона частот.

7.2. Пример решения обратной структурной задачи (плоскослоистая среда) на основе МВД–градиентный алгоритм [11–14]

Пусть объектом подповерхностного мониторинга является плоскослоистая среда из N слоев, облучаемая плоской электромагнитной волной зондирующего короткоимпульсного сигнала. Требуется по измеренному отраженному сигналу в полосе частот ΔF определить диэлектрическую проницаемость, проводимость и толщину каждого из слоев.

Прямая задача для данного случая имеет аналитическое решение. Для упрощения вычисления прямого оператора для многослойной структуры и его производных целесообразно выбрать матричную модель среды. В соответствии с [15, 16] характеристические матрицы однородных слоев определяются в виде

$$\mathbf{M}_j = \begin{pmatrix} \cos\varphi_j & (\mathrm{i}/\xi_j)\sin\varphi_j \\ \mathrm{i}\,\xi_j \sin\varphi_j & \cos\varphi_j \end{pmatrix}, \tag{7.7}$$

где $j = 2, 3, \ldots, m-1$ (m – число слоев) $\varphi_j = k_0 n_j \cos\theta_j d_j$, $\xi_j = n_j \cos\theta_j$ для случая параллельной поляризации и $\xi_j = n_j / \cos\theta_j$ для нормальной поляризации (d_j, n_j – толщина и коэффициент преломления j-го слоя).

Углы падения θ_j определяются в соответствии с обобщенным законом Снеллиуса: $n_j \sin\theta_j = \phi = n_1 \sin\theta_1$. Отметим, что для слоя с потерями коэффициент преломления j-го слоя $n_j = \sqrt{\varepsilon_j}$ является комплексной величиной.

Далее находим полную характеристическую матрицу всей зондируемой среды

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_{m-1}\mathbf{M}_{m-2}...\mathbf{M}_2 = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix}. \tag{7.8}$$

Коэффициенты прохождения и отражения определяются через элементы полной матрицы по следующим формулам:

$$\dot{T} = \frac{2\xi_1}{\xi_1 m_{11} + \xi_m m_{22} + \xi_1 \xi_m m_{12} + m_{21}},$$
$$\dot{R} = \frac{\xi_1 m_{11} - \xi_m m_{22} + \xi_1 \xi_m m_{12} - m_{21}}{\xi_1 m_{11} + \xi_m m_{22} + \xi_1 \xi_m m_{12} + m_{21}}. \tag{7.9}$$

Далее с помощью итерационной процедуры (7.6) находим вектор $\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta} = (x^{(1)}, x^{(2)}, x^{(3)}, ..., x^{(L)})^{\mathrm{T}}$, представляющий собой набор из L неизвестных геометрических и электрофизических параметров зондируемой среды, ($x^{(1)} = \varepsilon_1, x^{(2)} = \sigma_1, x^{(3)} = d_1$ и т.д.), обеспечивающий минимизацию функционала (7.4)

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta} = \left\{ \mathbf{x}_{\alpha\Delta} : \inf \left[\Phi_\alpha(\mathbf{x}, \mathbf{A}, \mathbf{u}_\Delta) = \sum_{i=1}^{N_f} \left| \frac{\dot{R}_э(\omega_i, \mathbf{x}) - \dot{R}_т(\omega_i, \mathbf{x})}{\dot{R}_т(\omega_i, \mathbf{x})} \right|^2 \right] \right\}, \tag{7.10}$$

где $\dot{R}_э(\omega, \mathbf{x})$, $\dot{R}_т(\omega, \mathbf{x}) = \dot{R}$ – экспериментальный (измеренный) и теоретический коэффициенты отражения соответственно.

Данное выражение представляет собой первое слагаемое в (7.2). Далее выделим компактный класс решений путем выбора сред с конечным числом слоев, ограничивая диапазон возможных значений их параметров.

В качестве итерационного алгоритма выберем метод скорейшего спуска. В этом случае итерационная последовательность (7.6) будет иметь вид

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - \sum_{i=0}^{L} \beta_k^i (\Gamma' \mathbf{x}_k)_i = \mathbf{x}_k - \boldsymbol{\beta}_k \Gamma' \mathbf{x}_k, \tag{7.11}$$

где $\boldsymbol{\beta}_k = \mathrm{diag}(\beta_k^0, ..., \beta_k^L)$, L – число параметров среды, подлежащих определению.

Градиент представляет собой вектор $\Gamma'\mathbf{x} = [(\Gamma'\mathbf{x})_0, ..., (\Gamma'\mathbf{x})_L]^{\mathrm{T}}$, $(\Gamma'\mathbf{x})_i = \mathbf{A}_i'^{*}(\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{u})$, а $\mathbf{A}_i'$ – частная производная оператора $\mathbf{A}$ по i-му параметру.

Шаги спуска β_k^i ищутся из решения системы линейных алгебраических уравнений:

$$\sum_{\nu=0}^{L} \beta_k^{\nu} \left(\mathbf{A}_i'(\Gamma' \mathbf{x}_k)_i, \mathbf{A}_{\nu}'(\Gamma' \mathbf{x}_k) \right)_{\nu} = \left\| (\Gamma' \mathbf{x}_k)_i \right\|^2, \quad i = 0,1,\ldots,L. \tag{7.12}$$

Частная производная оператора $\mathbf{A}$ для (7.9), соответственно, по переменной d_j имеет вид

$$\frac{\partial \dot{T}}{\partial d_j} = T_{\mathrm{r}}(\mathbf{M}^{j+1} \mathbf{D}_j \boldsymbol{\Psi}_T^{j-1}); \qquad \frac{\partial \dot{R}}{\partial d_j} = T_{\mathrm{r}}(\mathbf{M}^{j+1} \mathbf{D}_j \boldsymbol{\Psi}_R^{j-1}), \tag{7.13}$$

а по переменной n_j

$$\frac{\partial \dot{T}}{\partial n_j} = T_{\mathrm{r}}(\mathbf{M}^{j+1} \mathbf{N}_j \boldsymbol{\Psi}_T^{j-1}); \qquad \frac{\partial \dot{R}}{\partial n_j} = T_r(\mathbf{M}^{j+1} \mathbf{N}_j \boldsymbol{\Psi}_R^{j-1}), \tag{7.14}$$

где символ $T_{\mathrm{r}}(\cdot)$ обозначает след матрицы, равный по определению сумме ее диагональных элементов; и дополнительно введены обозначения:

$$\mathbf{D}_j = \frac{\partial \mathbf{M}_j}{\partial d_j} = k_0 n_j \cos\theta_j \begin{pmatrix} -\sin\varphi_j & (\mathrm{i}/\xi_j)\cos\varphi_j \\ \mathrm{i}\xi_j \cos\varphi_j & -\sin\varphi_j \end{pmatrix}; \tag{7.15}$$

$$\mathbf{N}_j = \frac{\partial \mathbf{M}_j}{\partial n_j} = \frac{d_j}{n_j \cos^2\theta_j} \mathbf{D}_j + \mathrm{i} \frac{\cos\varphi_j}{\cos\theta_j} \begin{pmatrix} 0 & -1/\xi_j^2 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}; \tag{7.16}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{\tau} = -\frac{\dot{T}^2}{2\xi_1} \begin{pmatrix} \xi_1 & 1 \\ \xi_1 \xi_m & \xi_m \end{pmatrix}, \qquad \boldsymbol{\Psi}_R = \frac{\dot{T}}{2\xi_1} \begin{pmatrix} \xi_1(1-\dot{R}) & -(1+\dot{R}) \\ \xi_1 \xi_m (1-\dot{R}) & -\xi_m(1+\dot{R}) \end{pmatrix}. \tag{7.17}$$

Существенная проблема, возникающая при решении обратной задачи (7.1) градиентными методами, связана со сложностью поиска глобального минимума в конечномерных пространствах параметров слоев, вызванной многоэкстремальностью функционала $\Phi_{\alpha}(\mathbf{x}, \mathbf{A}, \mathbf{u}_{\Delta})$ (7.10). Вследствие многоэкстремальности приходится многократно проводить минимизацию (7.10) для различных начальных приближений (обозначим их число $N_{\mathrm{п}}$), с тем, чтобы с большей надежностью найти его глобальный минимум [10].

Сказанное иллюстрируется графиком функции (7.10) на рис. 7.2 для четырехслойной среды, параметры которой приведены ниже, по результатам измерения на N_f частотах с равномерном шагом при различной полосе рабочих частот зондирующего сигнала. Слои имеют следующие электрофизические и геометрические параметры (см. рис. 7.1): верхний слой (бетон): $\varepsilon_2 = 7, \sigma_2 = 0$ См/м, $d_2 = 0{,}3$ м; средний слой (песок): $\varepsilon_3 = 2{,}5, \sigma_3 = 10^{-4}$ См/м, $d_3 = 0{,}7$ м; нижний слой (суглинок): $\varepsilon_4 = 2{,}6, \sigma_4 = 10^{-4}$ См/м. Эта практическая задача используется для построения модели слоистой среды далее во всех расчетах.

Сходимость алгоритма (рис. 7.2) к истинному значению зависит от начального приближения, иначе алгоритм дает одно из множества ложных решений. Чтобы расширить область уверенного поиска глобального минимума целе-

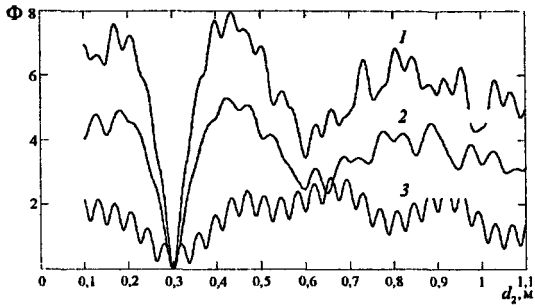


Рис. 7.2. Минимизируемый функционал для четырехслойной среды в зависимости от толщины второго слоя d_2:
1 – Δf=180...2000 МГц, N_f= 20;
2 – Δf =500...1500 МГц, N_f= 20;
3 – Δf =180...2000 МГц, N_f= =5

сообразно увеличить диапазон частот зондирующего сигнала, что иллюстрируется кривой *1* на рис. 7.2. Следует отметить, что диапазон частот, используемый при обработке, существенно сказывается на времени счета $T=N_{\text{п}}N_f t$ (t – среднее время решения прямой задачи на компьютере).

При диагностике протяженных подповерхностных участков в виде квазислоистой среды предположим, что градиент изменения толщины слоев мал. Тогда можно ограничить область поиска глобального минимума функционала (7.4), полагая, что в стабилизирующем функционале $\Omega(\mathbf{x},\mathbf{x}_0)$ в качестве априорных значений параметров среды должно браться решение обратной задачи, полученное в соседней точке.

Таким образом, все сводится к последовательному решению задач (7.4)

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\alpha\Delta}^{(i)}=\left\{\mathbf{x}_{\alpha\Delta}^{(i)}:\inf\left[\left\|\mathbf{A}(\mathbf{x})-\mathbf{u}_{\Delta}(M_i)\right\|_{U}^{2}+\sum_{\nu}\alpha\left\|q_\nu(x_\nu^{(i)}-x_\nu^{(i-1)})\right\|^2\right]\right\},\ x\in X\,, \quad (7.18)$$

где $i\in[1,I]$ – число последовательных пространственных выборок, $\nu\in[1,L]$ – число характеризующих квазислоистую среду параметров, $x_\nu^{(i)}$ – значение x_ν параметра среды в точке M_i, $q_\nu\le 1$ – характеризует достоверность информации об x_ν параметре среды, $x_\nu^{(1)}$ – начальные значения параметров $\nu\in[1,L]$, задаваемые с минимальной погрешностью (например, контрольное бурение).

На рис. 7.3,*а* показан вид (7.10) для разных значений α в случае близости реального значения толщины слоя бетона к априорно известной. Соответствующим выбором α (кривая *1*) можно полностью устранить локальные минимумы. Однако тогда мы можем потерять истинное значение толщины в случае, если реальное значение сильно отличается от требуемого по документации (рис. 7.3,*б* кривая *1*). Это случай так называемой «перерегуляризации», когда ложный локальный минимум принимает значение меньше истинного. Результат удачного выбора α виден на примере кривой *2*.

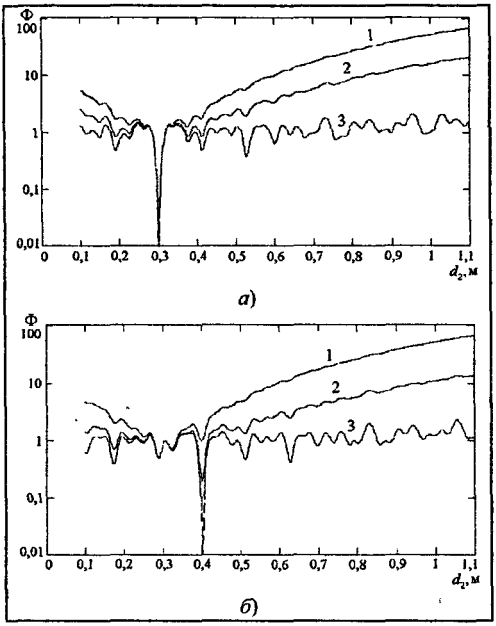


Рис. 7.3. Выбор параметра α:
а – выбор параметра α в процедуре определения d_2 при априорной информации, близкой к истинному значению ($\alpha_1 > \alpha_2 >> \alpha_3$); *б* – выбор параметра α в процедуре определения d_2 при неточной априорной информации ($\alpha_1 > \alpha_2 >> \alpha_3$)

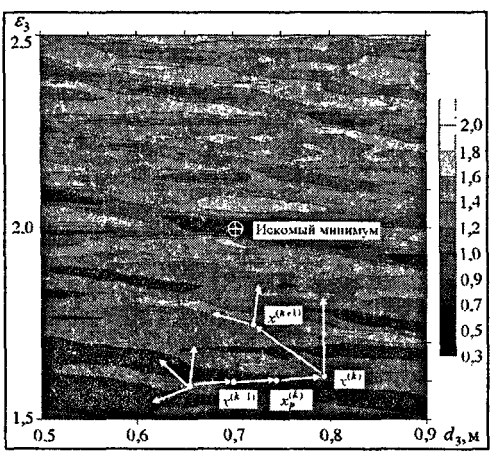


Рис. 7.4. Иллюстрация поиска глобального минимума по методу Хука-Дживса (толщина слоя d_3=0,7 м, диэлектрическая проницаемость ε_3=2)

Таким образом, нахождение глобального минимума с помощью итерационных методов достигается только в случае близости реальных параметров среды к априорно известным и реализуется правильным выбором параметров регуляризации в (7.4). Поэтому для поиска минимума функционала (7.10) более целесообразно применение прямых методов [17], среди которых наибольшее распространение получил метод Хука – Дживса, который представляет собой комбинацию «исследующего поиска» с циклическим изменением переменных и «ускоряющегося поиска» по образцу с использованием определенных эвристических правил [17] (рис. 7.4). Для проведения «исследующего поиска» необходимо задать величину шага, которая может быть различной для разных координатных направлений и изменяться в процессе поиска. «Исследующий поиск» начинается в некоторой исходной точке. Если значение целевой функции в пробной точке не превышает значения функции в исходной точке, то шаг поиска рассматривается как успешный. В противном случае необходимо вернуться в предыдущую точку и сделать шаг в противоположном направлении с последующей

проверкой значения целевой функции. После перебора всех N координат «исследующий поиск» завершается. Полученную в результате точку называют базовой точкой. «Ускоряющий поиск» по образцу заключается в реализации единственного шага из полученной базовой точки вдоль прямой, соединяющей эту точку с предыдущей базовой точкой. Новая точка образца определяется в соответствии с формулой

$$x_p^{(k+1)} = x^{(k)} + (x^{(k)} - x^{(k-1)}). \qquad (7.18)$$

Как только движение по образцу не приводит к уменьшению целевой функции, точка $x_p^{(k+1)}$ фиксируется в качестве временной базовой точки и вновь проводится исследующий поиск. Если в результате получается точка с меньшим значением целевой функции, чем в точке $x^{(k)}$, то она рассматривается как новая базовая точка $x^{(k+1)}$.

С другой стороны, если «исследующий поиск» неудачен, необходимо вернуться в точку $x^{(k)}$ и провести «исследующий поиск» с целью выявления нового направления минимизации. В конечном счете возникает ситуация, когда такой поиск не приводит к успеху. В этом случае требуется уменьшить величину шага путем введения некоторого множителя и возобновить «исследующий поиск». Поиск завершается, когда величина шага становится достаточно малой.

При увеличении числа параметров до четырех методы прямого поиска не могут решить задачу за приемлемое время (требуемое время вычисления на ПЭВМ класса Pentium IV составляет несколько месяцев), поэтому предлагается использовать генетический алгоритм [18–20].

7.3. Пример решения обратной структурной задачи (плоскослоистая среда) на основе МВД – генетический алгоритм

В отличие от градиентных и прямых методов генетический алгоритм использует одновременно для поиска экстремума несколько точек поискового пространства, а не переходит от точки к точке. Это позволяет преодолеть опасность попадания в локальный экстремум целевой функции (7.10). Генетический алгоритм работает с кодами, в которых представлен набор параметров, напрямую зависящих от аргументов целевой функции. В процессе работы манипуляции с кодами происходят совершенно независимо от их интерпретации, код рассматривается просто как битовая строка.

Применительно к рассматриваемой задаче значение каждого параметра слоистой структуры ($\varepsilon_1 ... \varepsilon_n, d_2 ... d_{n-1}, \sigma_1 ... \sigma_n$) записывается в виде двоичного кода (хромосомы), вектор параметров слоистой структуры (набор хромосом) является одним из возможных решений задачи и об-

разует особь, набор особей – популяцию (набор решений задачи). Первоначально алгоритм создает случайным образом популяцию заданного размера (первое поколение) и оценивает качество каждой особи путем ее подстановки в функционал (7.10). Чем меньше значение функционала, тем выше качество особи. Для четырехслойной среды размер популяции был выбран равным 200. Лучшие особи, составляющие 10% текущей популяции (элита), без каких-либо изменений переходят в популяцию следующего поколения. Далее для формирования оставшихся особей новой популяции любые две произвольно выбранные особи обмениваются случайными участками соответствующих хромосом (скрещиваются). Вероятность скрещивания каждой особи выбрана равной 0,9. Кроме этого, возможно изменение одного из битов в полученной хромосоме (мутация). Вероятность мутации на одну хромосому была выбрана равной 0,01. Скрещивание производится до тех пор, пока не будет достигнуто исходное число особей в популяции (размер популяции). Качество новой полученной популяции проверяется путем подстановки ее особей в функционал (7.10). Описанный выше процесс повторяется многократно, до тех пор, пока не будет выполнено одно из двух условий: найдена особь, обеспечивающая заданное значение минимума функционала (7.10), равное в рассматриваемом примере 10^{-6}, или значение функционала не улучшилось за последние 1000 поколений. Если при этом значение функционала не улучшалось в течение 50 поколений, то для обновления популяции все особи за исключением элитных уничтожались с вероятностью 0,1. Вместо них, как и при формировании начальной популяции, случайным образом создавались новые особи.

В рассматриваемой задаче для увеличения чувствительности алгоритма по отношению к изменению параметров целевой функции рассматриваемой четырехслойной структуры в области глобального экстремума использовался логарифм функционала (7.10).

Численное моделирование по восстановлению параметров подповерхностных областей проводилось с помощью генетического алгоритма. На рис. 7.1 представлен реальный одноперiодный зондирующий видеоимпульс длительностью $\tau = 1$ нс радара подповерхностного зондирования и импульс, отраженный от четырехслойной среды; там же показана структура, параметры которой приведены выше.

В ходе эксперимента изменялась разрядность хромосом. С одной стороны, использование хромосом более низкой разрядности позволяет ускорить вычисления. Однако выбранный критерий успешности решения означает, что при переходе к хромосомам более низкой разрядности число удовлетворяющих критерию решений уменьшается. В ситуации, когда целевая функция имеет весьма "изрезанный" вид, это может привести к потере практической зависимости между близостью решений в исходном пространстве и близостью значений целевой функции. Прове-

рялась работа алгоритма при трех разрядностях хромосом (8, 16, 32 бита). Наилучшие результаты для всех отношений сигнал/шум были получены при разрядности 32 бита.

Устойчивость нахождения глобального экстремума при наличии проводимости хотя бы в одном слое резко падает. Ее можно повысить за счет скорости путем увеличения числа используемых частот, на которых измеряется коэффициент отражения. В отличие от методов прямого поиска существует некоторое предельное число данных, выше которого устойчивость начинает падать.

Проведен численный эксперимент по восстановлению параметров среды в присутствии аддитивного шума. Среди факторов, вызывающих ошибки восстановления параметров среды, можно выделить погрешность аппаратуры, сигналы, отраженные от локальных неоднородностей среды, и «звон» антенны. Их совокупность можно рассмотреть как некоторый аддитивный шум $n(t)$, действующий на входе приемника. Для упрощения моделирования примем, что шум стационарный, имеет нормальное распределение с нулевым средним ($\langle n(t) \rangle = 0$). Шумовую составляющую принятого сигнала будем оценивать с помощью отношения сигнал/шум, которое введем следующим образом:

$$\text{с/ш} = \sum_i \left| n_{\text{с}i} \right|^2 \Big/ \sum_i \left| n_{\text{ш}i} \right|^2, \qquad (7.19)$$

где $n_{\text{с}i}$ и $n_{\text{ш}i}$ – отсчеты спектра сигнала и шума соответственно.

Для набора статистики эксперименты проводились со 100 реализациями шума. На рис. 7.1 приведен отраженный импульс при с/ш = 20 дБ. При проведении численного моделирования число отсчетов спектра отраженного сигнала $i = 8...256$. Нижнее значение соответствует числу неизвестных параметров четырехслойной среды. Для сокращения времени расчета возможно проводить расчет целевой функции в некотором частотном диапазоне вблизи максимума спектра отраженного импульса ($i = 8...20$). Это равносильно использованию полосового фильтра и приводит к увеличению отношения сигнал/шум примерно на 10 дБ. На рис. 7.5 приведены зависимости относительного СКО восстановленных параметров ($\Delta\varepsilon = \delta_\varepsilon / \varepsilon_{\text{ист}}$ и $\Delta d = \delta_d / d_{\text{ист}}$) от отношения сигнал/шум ($\delta_\varepsilon^2, \delta_d^2$ – дисперсии восстанавливаемых параметров). Из приведенных на рис. 7.5 зависимостей видно, что восстановление диэлектрических проницаемостей слоев с погрешностью менее 15%, а толщин слоев с погрешностью менее 20% возможно при отношении сигнал/шум порядка 30 дБ; для восстановления проводимостей слоев с такой же погрешностью необходимо отношение сигнал/шум порядка 50 дБ. Время поиска при расчете восьми параметров четырехслойной среды (три диэлектрических приницаемости и проводимости и две толщины слоев) составляет примерно 5 – 7 мин.

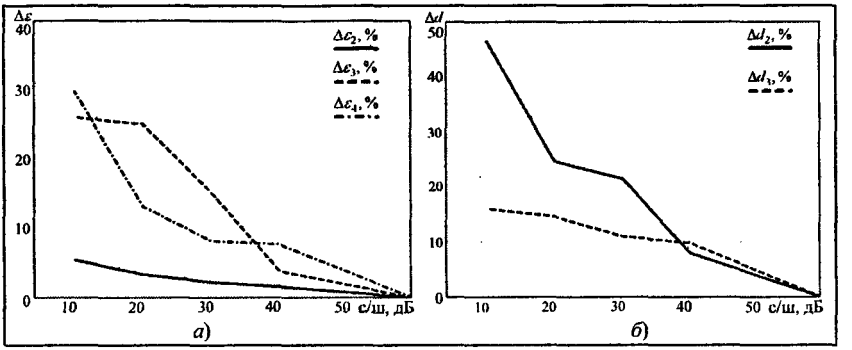


Рис. 7.5. Зависимость относительной ошибки восстановления параметров среды от отношения сигнал/шум: *а* – зависимость относительной ошибки восстановления диэлектрических проницаемостей второго, третьего, четвертого слоев от отношения сигнал/шум; *б* – зависимость относительной ошибки восстановления толщин второго и третьего слоев от отношения сигнал/шум

7.4. Характеристики видеоимпульсного радара подповерхностного зондирования

Макет видеоимпульсного радара, импульс которого использовался выше для восстановления параметров среды, представлен на рис. 7.6. В состав макета входят блок регистратора сигналов (включает в себя синхронизатор, генератор зондирующих сигналов, выполненный на диоде с накоплением заряда, направленный ответвитель, обеспечивающий развязку передающего и приемного трактов, малошумящий усилитель, управляемый аттенюатор, стробоскопический преобразователь и регистратор, а также датчик пространственного положения макета), приемо-передающая антенна, ПЭВМ типа ноутбук (реализует все функции по управлению блоком регистратора, обработке и отображению регистрируемого сигнала) и источник питания (аккумулятор 12 В).



Рис. 7.6. Макет видеоимпульсного радара

Основные характеристики радара:

зондирующий сигнал – одиночный период синусоиды (моноцикл) – длительностью 1 нс (центральная частота спектра – 1 ГГц) и амплитудой 50 В на нагрузке 50 Ом, частота повторения – 100 кГц;

приемник – рабочая полоса частот 2 ГГц, восьмиразрядный АЦП, число отсчетов сигнала на временной развертке до 1024, длительность развертки от 5 до 200 нс, возможность накопления до 256 реализаций, программно регулируемое усиление (временная автоматическая регулировка усиления) в пределах 50 дБ, энергетический потенциал до 100 дБ.

В качестве приемопередающей антенны использовался симметричный Т-рупор. На рис. 7.7–7.10 представлены результаты измерений характеристик антенны, полученные во временной области с использованием измерительно-вычислительного осциллографа типа С9-11, снабженного двухканальным стробоскопическим преобразователем с полосой 18 ГГц и набором генераторов сигналов пикосекундной длительности различной формы.

Диагностика качества изготовления антенны. Электрический контроль качества изготовления антенны (профиля антенны, соединения в точке питания) во временной области выполняется путем зондирования антенны сигналом в виде перепада напряжения. На рис. 7.7 *а, б* показаны расчетные профиль одного из лепестков антенны и значение локального волнового сопротивления (штриховая линия), а также рассчитанная реакция антенны (осциллограмма напряжения) на сигнал в виде перепада напряжения (сплошная линия). Участок А-Б соответствует однородному питающему фидеру, Б-В – неоднородной ленточной линии, трансформирующей (повышающей до 376 Ом) волновое сопротивление, участок В-Г – соответствует свободному пространству.

Схема экспериментальной установки показана на рис. 7.7,*в*. На рис. 7.7,*г* показана реакция антенны, совмещенная с сигналом в режиме холостого хода (когда антенна отключена от фидера). Общие участки осциллограмм соответствуют состояниям: *1* – генератор сигнала *G* выключен, *2-3* – момент появления прямого сигнала в стробоскопическом преобразователе ПС-18, работающем "на проход", *3-4* – распространение сигнала в кабеле ПС-18-WA. При отключенной антенне коэффициент отражения от конца разомкнутого кабеля равен +1, и на осциллограмме наблюдается ступенька *–4-5*. После этого значение сигнала не меняется и равно ЭДС генератора *G* (участок *5-9*).

При подключении антенны осциллограмма сигнала соответствует расчетной (сплошной кривой на рис. 7.7,*б*): участок *3-4* соответствует участку А-Б, участок *4-6* длительностью 6,96 нс (удвоенное время пробега сигнала вдоль оси антенны) соответствует участку Б-В, участок *6-7* с точностью до выброса соответствует скачку В-Г (рис. 7.7,*б*).

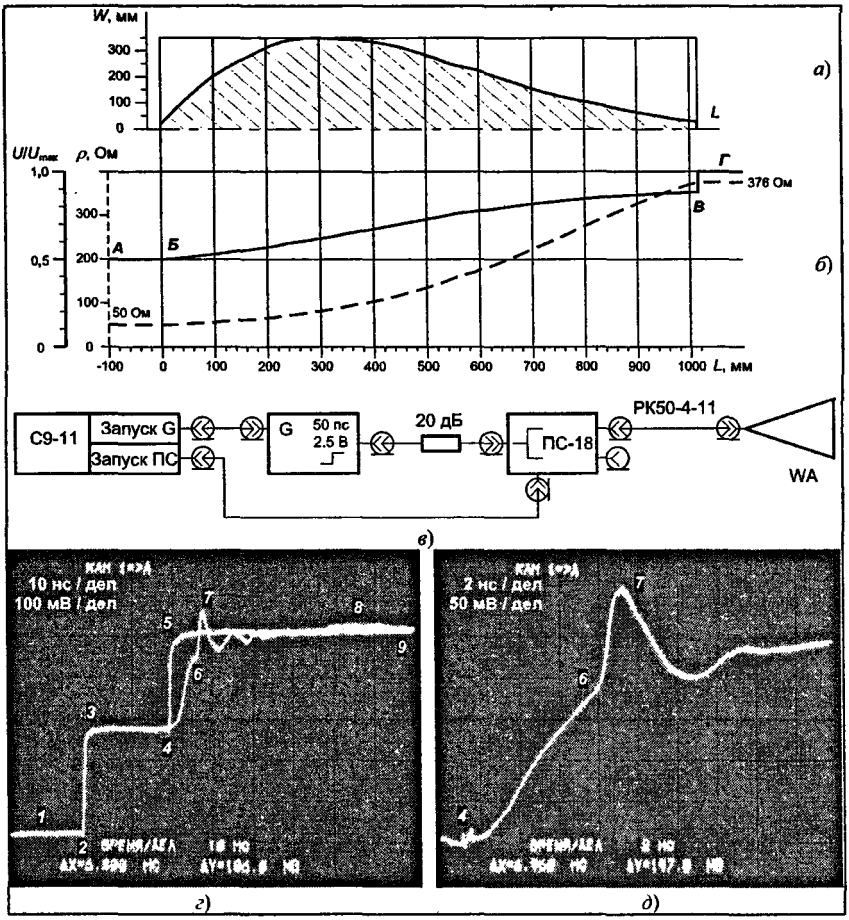


Рис. 7.7. К диагностике качества изготовления антенны:
а – профиль ленточной линии Т-рупора; *б* – локальное волновое сопротивление вдоль Т-рупора и соответствующий отклик на возбуждение перепадом напряжения; *в* – схема экспериментальной установки; *г* – отклик Т-рупора на возбуждение перепадом напряжения (совмещено с откликом тракта с отключенной антенной); *д* – отклик Т-рупора на возбуждение перепадом напряжения (детально)

На рис. 7.7,*д* представлен детальный вид реакции антенны. Наблюдается умеренное отражение от разъемного коаксиального соединения (высокочастотные осцилляции в окрестности точки *4*). Анализ осциллограммы на рис. 7.7,*д* свидетельствует об отсутствии качественных отличий от расчетных данных (рис. 7.7,*б*).

Диагностика качества согласования антенны. Схема экспериментальной установки представлена на рис. 7.8,*а*. В качестве источника зондирующего сигнала использован генератор моноцикла (сигнал, отра-

зившийся от кабеля ПС-18 – WA при отключенной антенне показан в верхней части рис. 7.8,*б*). В нижней части рис. 7.8,*б* показана реакция антенны на зондирующий сигнал: всплеск в точке *3* соответствует началу антенны, всплеск в точке *4* – ее окончанию, т.е. апертуре антенны.

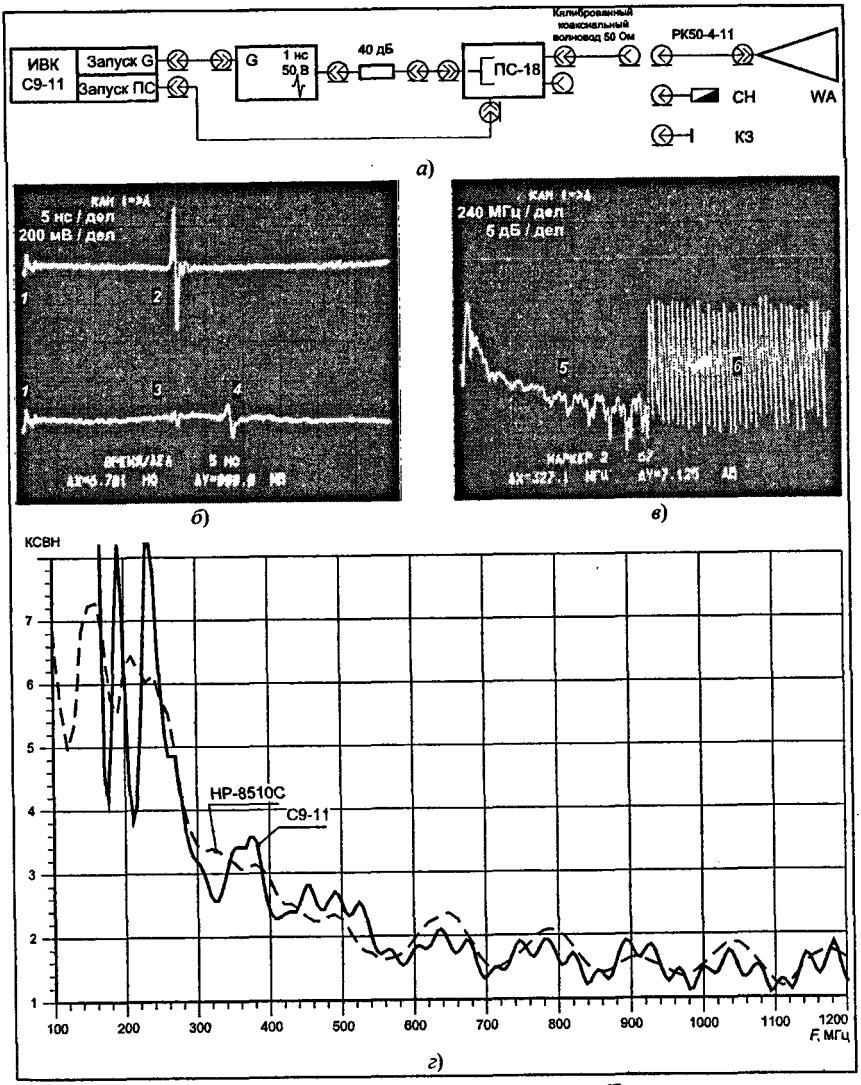


Рис. 7.8. К контролю качества согласования Т-рупора:

а – схема экспериментальной установки; *б* – зондирующий сигнал и отклик Т-рупора; *в* – модуль и фаза коэффициента отражения; *г* – КСВ (результат измерения во временной области совмещен с результатом измерений векторным анализатором АЧХ)

На рис. 7.8,*в* показан комплексный коэффициент отражения, рассчитанный программным обеспечением, интегрированным в состав осциллографа типа С9-11. В левой части рисунка – модуль в логарифмическом масштабе (*5*), в правой – ФЧХ по модулю 360° (*б*). "Быстрая" линейная ФЧХ обусловлена удаленностью антенны WA (рис. 7.8,*а*) в пространстве (на длину фидера $L = 2{,}0$ м) от порта регистрации зондирующего сигнала (выход калиброванного коаксиального волновода).

На рис. 7.8,*г* сплошной линией изображена частотная зависимость КСВН антенны (Т-рупор и кабель $L = 2{,}0$ м), пересчитанная на основе данных рис. 7.8,*в*. Там же штриховой линией представлены результаты аналогичного измерения, выполненного в частотной области на векторном анализаторе АЧХ фирмы Hewlett Packard типа HP-8510C, совпадающие с данными, полученными во временной области. Для частот выше 380 МГц КСВН не превышает 2,5, что соответствует потерям на отражение до 1 дБ. В полосе частот 550...1200 МГц максимальное значение КСВН не превышает двух.

Исследование трансформации формы импульса при его передаче. Одинаковые передающая (WA1) и приемная (WA2) антенны размещены на расстоянии R (рис. 7.9,*а*). На рис. 7.9, *б*, *в* приведены соответственно осциллограмма импульса на входе антенны WA1 (на эквиваленте антенны с сопротивлением 50 Ом) и его спектр. При расстоянии $R = 2{,}5$ м сигнал регистрировался антенной WA2 как на основной поляризации (рис. 7.9,*г*, детально рис. 7.9,*е*), так и на кросс-поляризации (рис. 7.9,*д*). Сигнал, зарегистрированный на расстоянии $R = 4{,}6$ м показан на рис. 7.9,*ж*. Принятый сигнал отличается от формируемого генератором по длительности, форме и амплитуде. При увеличении R с 2,5 до 4,6 м форма регистрируемого сигнала практически не претерпевает изменений, а его амплитуда уменьшается приблизительно пропорционально расстоянию.

Измерение пиковой диаграммы направленности. Схема экспериментальной установки представлена на рис. 7.10, *а*. Испытуемая антенна WA2 закреплена на вращающейся платформе на расстоянии $R = 2$ м от передающей антенны WA1. Осциллограмма принимаемого импульса сигнала регистрировалась через каждые 30° во всем диапазоне углов азимута в *E*- и *H*-плоскостях. На рис. 7.10, *б* представлены осциллограммы и соответствующая пиковая диаграмма направленности в *E*-плоскости. Уровень обратного излучения (пиковое значение) не превышает –9 дБ, уровень бокового излучения –14 дБ, минимальное излучение наблюдается при углах 120°. Незначительная асимметрия диаграммы направленности, проявляющаяся, прежде всего, в увеличенном излучении в секторе –(30...120°), связана с отсутствием специальных мер симметрирования в точке возбуждения (в месте подключения несимметричного фидера (коаксиального кабеля) к симметричной антенне).

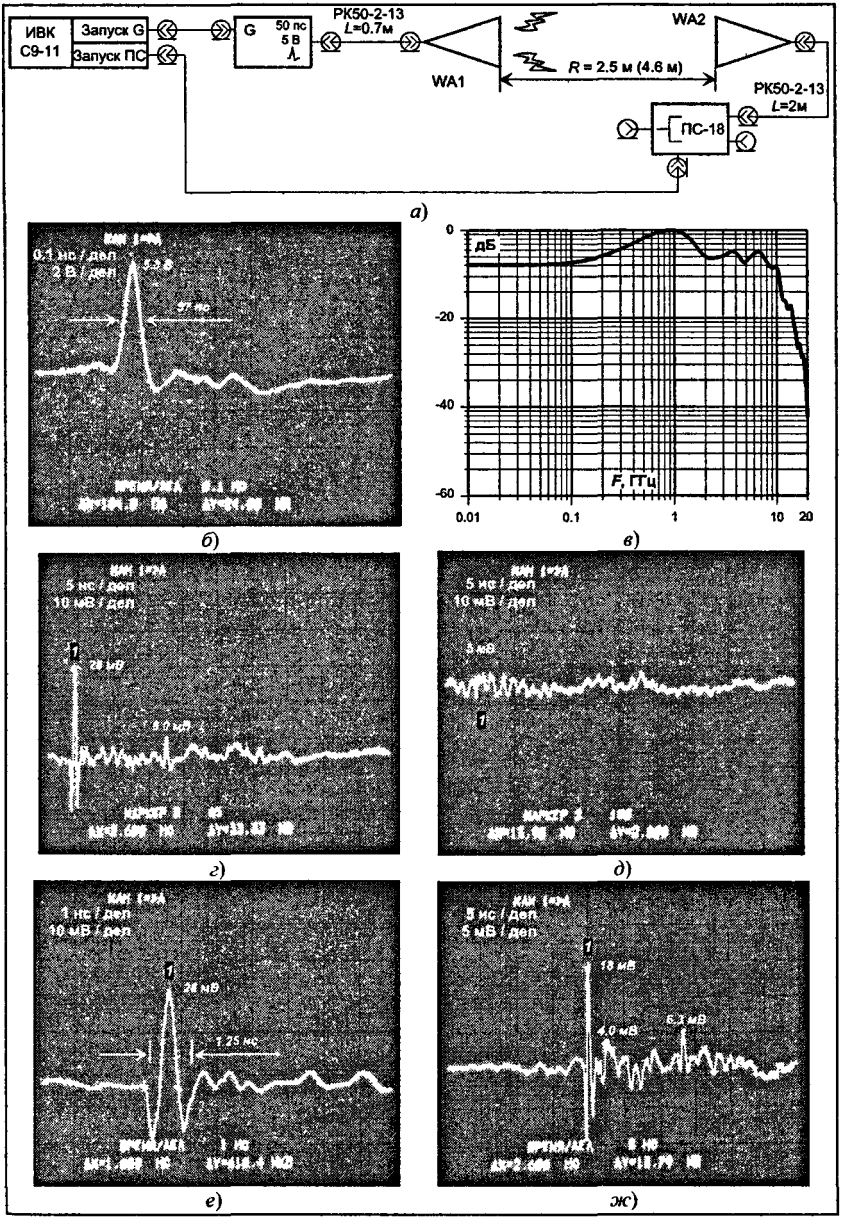


Рис. 7.9. Трансформация видеоимпульсного сигнала при передаче с помощью Т-рупоров: *а* – схема экспериментальной установки; *б, в* – соответственно сигнал на входе антенны (на эквиваленте 50 Ом) и его спектр; *г, д* – принятые сигналы соответственно на основной и кросс-поляризации (R=2,5 м); *д* – принятый сигнал детально (R=2,5 м); *е* – принятый сигнал на основной поляризации (R=4,6 м)

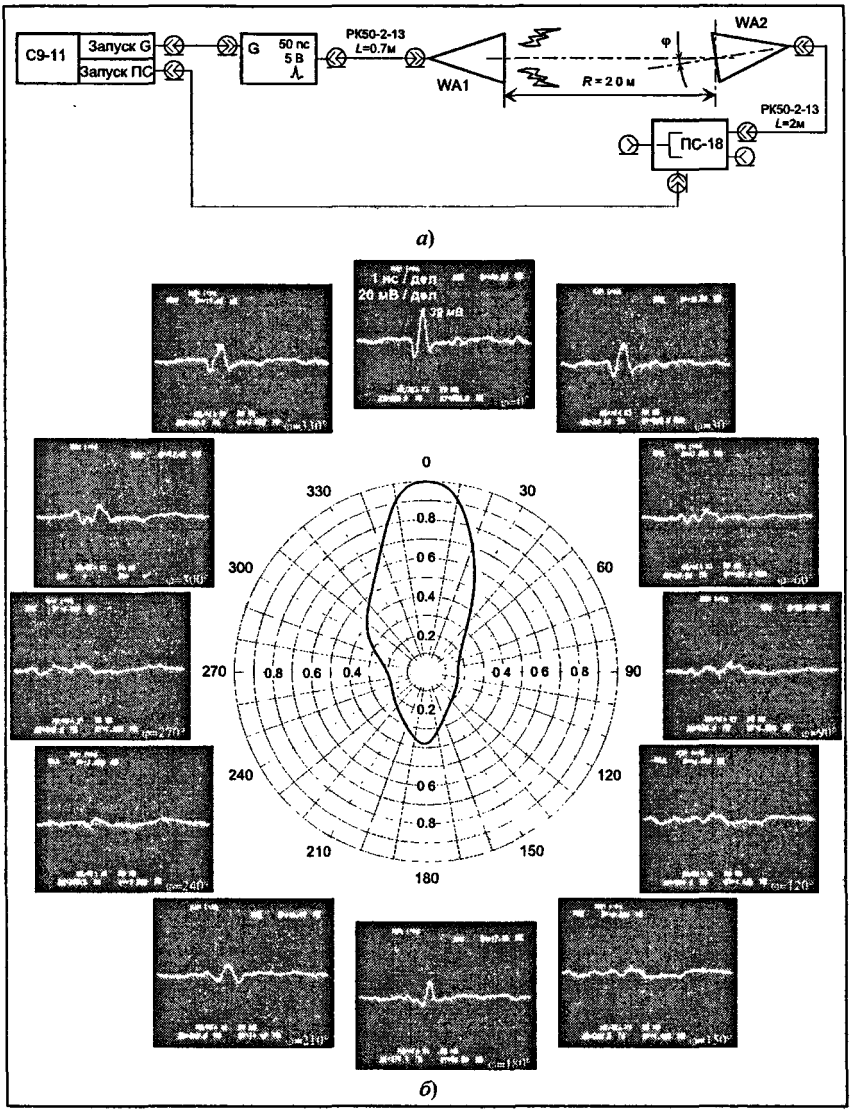


Рис. 7.10. Пиковая диаграмма направленности Т-рупора в *E*-плоскости: *а* – схема экспериментальной установки; *б* – осциллограммы регистрируемых сигналов (на периферии) и пиковая диаграмма направленности по полю (в центре)

Ширина пиковой ДН в *E*-плоскости по уровню –3 дБ составляет 40°. Судя по практически одинаковому местоположению откликов на временной оси, антенна обладает фазовым центром, располагающимся в центре вращения антенны в данном эксперименте, а именно – в центре апертуры. Для *H*-плоскости получены аналогичные результаты: параметры ДН (ширина, уровни бокового и заднего излучения) аналогичны измеренным в *E*-плоскости. Однако сколь-нибудь заметная асимметрия ДН отсутствует ввиду симметричности конструкции антенны в *H*-плоскости.

Выводы

Обратные задачи подповерхностного зондирования с достаточно высоким объемом априорной информации (мониторинг дорожных покрытий, взлетно-посадочных полос, мостов и т.п.) могут быть эффективно решены методом вычислительной диагностики, основу которого составляют регуляризирующие алгоритмы А.Н Тихонова. Для этого класса задач во многих ситуациях в качестве основных электродинамических моделей могут быть выбраны плоскослоистая и квазислоистая среды.

Существенная проблема, возникающая при решении обратной задачи градиентными методами, связана со сложностью поиска глобального минимума в конечномерных пространствах параметров слоев, вызванной многоэкстремальностью функционала В ситуации, когда целевая функция имеет весьма "изрезанный" вид, это может привести к потере практической зависимости между близостью решений в исходном пространстве и близостью значений целевой функции. Для преодоления этой проблемы целесообразно использовать генетические алгоритмы.

Литература к главе 7

1. *Дмитриев В.И.* Обратные задачи электромагнитных методов геофизики. В кн. Некорректные задачи естествознания / Под ред. *А.Н. Тихонова, А.В. Гончарского.*– М.: МГУ, 1987, с. 54–76.
2. Подповерхностная радиолокация / Под. ред. *М.И. Финкельштейна.* – М.: Радио и связь, 1994.
3. *Daniels, D.J.* Surface-Penetrating Radar. – London: The Institution of Electrical Engineers, 1996.
4. Некорректные задачи естествознания / Под ред. *А.Н. Тихонова, А.В. Гончарского.*– М.: МГУ, 1987.
5. *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1979.

6. *Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В., Ягола А.Г.* Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация. – М.: Наука, 1983.
7. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. – М.: Энергия, 1983.
8. *Гринев А.Ю., Воронин Е.Н.* Электродинамическая формализация радиоголографических задач. // В кн. Вопросы подповерхностной радиолокации. – М.: Радиотехника, 2005, гл. 1.
9. *Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В, Ягола А.Г.* Численные методы решения некорректных задач.– М.: Наука, 1989.
10. *Алифанов О.М., Артюхин Е.А., Румянцев С.В.* Экстремальные методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1988.
11. *Immoreev, I., Grinev, A., Vovshin, B., Zaikin, A.* Videopulse Radar for Subsurface Penetrating: Signal Processing, Experiment.– Proc. 6-th Int. Conf. Ground Penetrating Radar.– Sendai, Japan, 1996, pp. 103–106.
12. *Гринев А.Ю., Зайкин А.Е., Чебаков И.А.* Применение метода вычислительной диагностики в задачах подповерхностного радиозондирования. – М.: Радиотехника, 2001, №3, с.21–27.
13. *Гринев А.Ю.* Восстановление геометрических и электрофизических параметров объектов в задачах подповерхностного зондирования. – Труды XII Всероссийской школы-конференции по дифракции и распространению волн.– М.: 2001, т.1, с.30–42.
14. *Sablin, V.N,. Grinev, A.Yu, Chebakov, I.A.* Detecting and classifying of physical and geometrical characteristics of the subsurface through the use of computing diagnostics method for ground penetrating radar. / Proc. 9-th Internanional Conference on Ground-Penetrating Radar.– Santa Barbara, USA, 2002.
15. *Бреховских Л.М.* Волны в слоистых средах.– М.: Наука, 1973.
16. *Свешников А.Г., Тихонравов А.В.* Математические методы в теории синтеза оптических тонкослойных систем. // В кн. Некорректные задачи естествознания / Под ред. *А.Н. Тихонова, А.В. Гончарского.*– М.: МГУ, 1987, с.254 – 274.
17. *Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К.* Оптимизация и технике. В 2-х т.: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986, т. 1, 2.
18. *Caorsi, S., Massa, A., Pastorino, M.* An Inverse-Scattering Method for Reconstruction of Dielectric Object Based on a Genetic Algorithm./ Proceedings Millennium Conference on Antennas & Propag. – Davos, Switzerland, 2000.
19. *Caorsi, S., Massa, A., Pastorino, M., Raffetto, M., Randazzo, A.* Detection of buried inhomogeneous elliptic cylinders by a memetic algorithm. – IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2003, vol. 51, no.10, pp. 2678–2884.
20. *Bermani, E., Caorsi, S., Raffetto, M.* Microwave Detection and Characterization of Cylindrical Objects From Amplitude-Only Data by Means of Neural Networks.– IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2002, vol. 50, no. 9, pp. 1309–1313.

Глава 8

Использование подповерхностных радиолокаторов и других технических средств для операций по разминированию*

Локальные военные конфликты, которые постоянно возникают в различных районах мира, несмотря на различия в их природе, масштабах и интенсивности, характеризуются, как правило, широким использованием противоборствующими сторонами противопехотных и противотанковых мин. Необходимо отметить, что существенная часть установленных мин – мины в пластмассовых корпусах, которые представляют наибольшую трудность при обнаружении. Учитывая, что наземные мины являются наиболее дешевым видом оружия, их использование находит все большее применение. Однако эффективность воздействия мин на участников военных конфликтов относительно невелика: личный состав воюющих сторон проходит подготовку и обладает необходимыми навыками для ведения минной войны, а на вооружении сторон, как правило, находятся устройства для обнаружения мин и их нейтрализации. Гражданское население страдает от мин и в ходе военных действий и в течение длительного периода после их завершения.

Согласно статистике ООН, в настоящее время имеется приблизительно 110 миллионов мин, установленных на территории 65 стран (это число соответствует приблизительно трети численности государств – членов ООН). При этом еще 100 миллионов мин находятся в арсеналах различных армий мира [1,2]. В 1994 г. была принята резолюция ООН, согласно которой запрещено производство, использование и экспорт противопехотных мин с неограниченным сроком службы в боевых условиях.

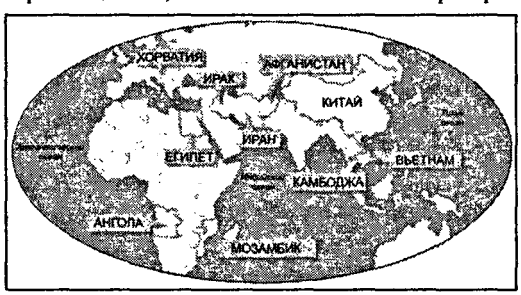


Рис. 8.1. Страны, обладающие наибольшими по объёму минными полями в мире

Активное использование мин в ходе военных действий объясняется множеством причин. В первую очередь к ним относятся: простота устройства и установки, позволяющая использовать боеприпасы

* Авторы: С. И. Ивашов

малоквалифицированным персоналом; чрезвычайно низкая стоимость в производстве, допускающая покупку больших партий мин по цене, которую могут себе позволить даже террористические организации. На международном рынке оружия существует широкий выбор типа мин, представляющем более чем 700 образцов, разработанных 100 фирмами в 55 странах мира [5]. Арсенал этих средств все время пополняется новыми образцами мин с повышенной поражающей способностью и все более трудно обнаруживаемыми. В настоящее время некоторые образцы противопехотных мин стоят US$ 3, а стоимость противотанковых мин – около US$ 75. При этом надо учитывать, что требуется более чем US$ 300 на обнаружение и уничтожение одной мины. Согласно данным ООН, стоимость сплошного разминирования составляет в среднем US$ 0,6 на 1 $м^2$, а производительность – в зависимости от условий работы находится в диапазоне от 10 до 20 $м^2$ на сапера в день [3]. К сожалению, при проведении работ по разминированию среди персонала, выполняющего работы, практически неизбежны жертвы. При выполнении работ в странах третьего мира в среднем происходит один-два подрыва саперов на одну тысячу удаленных мин.

Множество проблем, возникающих при проведении работ по разминированию, связано с недостатками применяемых технологий обнаружения мин. В течение многих лет набор средств, используемых саперами, был довольно ограничен. Это прежде всего: металлодетекторы, саперные щупы и специально обученные собаки для поиска взрывчатых веществ. Во многих случаях металлодетекторы оказываются бесполезными из-за низкого содержания металла в пластиковых минах и высокой степени засорения земли металлическими включениями, например, пулями и осколками снарядов, оставшихся в результате военных действий, а также обычного бытового мусора, содержащего металл, так как значительная часть минных полей устанавливается в урбанизированных местностях и их окрестностях. Разминирование с использованием саперных щупов – очень медленный процесс и, кроме того, это не всегда безопасно для сапера, поскольку его использование может вызвать срабатывание взрывателей противопехотных мин и мин-ловушек.

Имеются ограничения и при использовании собак-саперов. Они легко отвлекаются, например, другими собаками или животными. При повышении температуры окружающей среды их обоняние снижается, из-за чего в некоторых районах мира длительность их непрерывной работы должна быть ограничена 30 мин. Также часто оказывается, что даже опытный проводник собаки не всегда может определить, когда временная (по медицинским показаниям) деградация обоняния животного не позволяет использовать его в работе [4].

Все вышеперечисленное объясняет низкий темп работ по разминированию в мире. В результате число устанавливаемых мин превышает число обезвреживаемых. Согласно различным оценкам, от двух до пяти миллионов боеприпасов устанавливаются ежегодно, и только 100 тыс. извлекаются. Как было упомянуто ранее, общее чмсло не извлеченных мин в различных районах мира в настоящее время увеличилось до 110 миллионов. Такое число неизвлеченных мин требует для их обезвреживания приблизительно US$ 33 миллиарда. Значительное число минных полей сконцентрировано, главным образом, на территориях стран третьего мира, которые не способны решить проблему разминирования собственными средствами, поскольку это сопряжено с чрезмерными расходами. ООН предпринимает основные усилия в области организации и материального обеспечения соответствующих работ по разминированию в пределах структуры расходов по предоставлению гуманитарной помощи слаборазвитым странам.

Необходимо развивать новые технологии и технические средства, чтобы уменьшить затраты и увеличить темп обнаружения и идентификации современных мин. Особое внимание должно быть уделено необходимости снижения числа потерь среди саперов. Это позволит использовать менее квалифицированный персонал при работах по разминированию и более широко использовать местное население после соответствующей подготовки и обучения в качестве саперов. Сокращение потерь среди персонала, занятого в работах по разминированию, может быть достигнуто также с помощью устройств, использующих в работе дистанционное управление.

8.1 Различные физические методы обнаружения мин

Способы и методы обнаружения мин включают в себя как простые ручные способы, например, использование саперных щупов, так и технически более сложные. Рассмотрим основные из них:

Метод электромагнитной индукции. Метод электромагнитной индукции обнаруживает проводящие электрический ток объекты при создании вокруг них переменного магнитного поля. Обычно такое поле возбуждается электрическим током, протекающим по катушке или рамке миноискателя. Индуцируемые в объекте вихревые токи создают вторичное магнитное поле, которое может быть обнаружено второй катушкой, (рис. 8.2). Этот метод эффективно обнаруживает только объекты, содержащие металлические части (более 90% закапываемых в землю мин). Одним из наиболее распространенных в мире миноискателей такого типа является металлодетектор фирмы Schiebel AN-19/2 (рис. 8.3).

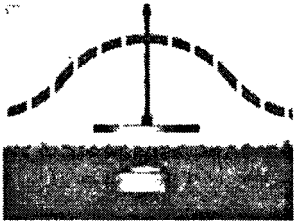


Рис. 8.2. Принцип действия индукционного миноискателя



Рис. 8.3. Миноискатель индукционного типа AN-19/2 (AN/PSS-12)

Миноискатель AN-19/2 является стандартным в странах НАТО и армии США, в которой стоит на вооружении под обозначением AN/PSS-12 и числом, превышающим 30 тыс. шт. Он предназначен как для обнаружения мин в металлических корпусах, так и в пластиковых корпусах – мин с незначительным содержанием металла (как правило, боек и пружина взрывателя делаются металлическими). Металлоискатель данного типа обнаруживает 0,15 г металла на глубине до 10 см, а типичную противотанковую мину в металлическом корпусе на глубине до 50 см.

Основным недостатком миноискателей индукционного типа является высокий уровень ложных тревог. Это обстоятельство связано с тем, что на поле боя в грунте находится множество осколков, пуль, патронов и других металлических объектов. Кроме того, в ходе локальных конфликтов и партизанских действий мины устанавливаются в окрестности населенных пунктов и в самих населенных пунктах. В этом случае грунт засорен металлическими отходами деятельности людей: обрывки проволоки, пуговицы, металлические банки и т.д. В силу этого в настоящее время металлодетекторы не считаются достаточно эффективным средством обнаружения мин.

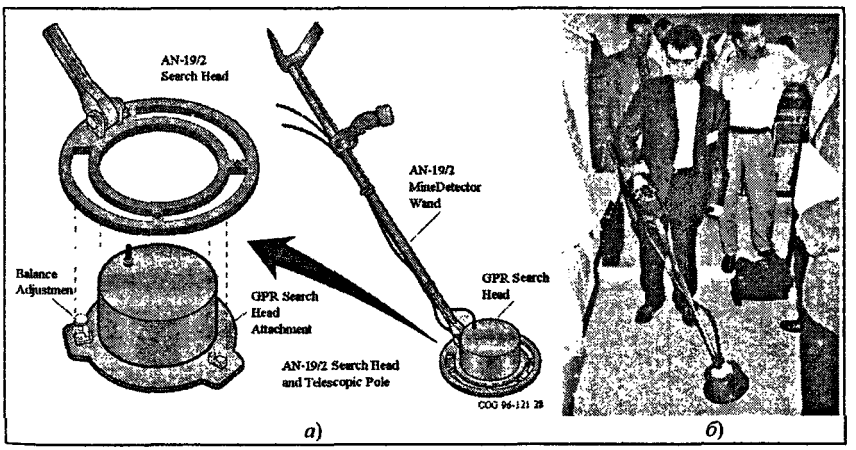
Тепловизионные или инфракрасные системы. Тепловизионные или инфракрасные системы измеряют изменение длины волны или интенсивности теплового излучения мины или почвы, структура которой была нарушена при закапывании мины. Мины, заложенные на глубину 10–20 см, обычно не влияют на температуру поверхности почвы, но влияние нарушения ее структуры может быть заметно в течение нескольких месяцев. Инфракрасные системы, формирующие изображения и доступные на коммерческом рынке, имеют пространственную и температурную разрешающую способность (около 0,1°C), что обычно достаточно для обнаружения нарушения структуры почвы, связанной с закладкой мины.

Инфракрасные системы как в ближнем ИК-диапазоне (3–5 *мкм*), так и в дальнем (8–12 *мкм*) уже находят практическое применение [6]. Однако их существенным недостатком является способность обнаруживать мины только в относительно сухом грунте (влажность около 5% [7]) и при отсутствии растительности.

Радиолокаторы подповерхностного зондирования. Подповерхностные радиолокаторы излучают электромагнитную энергию на частотах в диапазоне от нескольких сотен мегагерц до нескольких гигагерц. Исследования по применению таких РЛС для обнаружения мин проводятся в течение более 20 лет с использованием различных типов подповерхностных радиолокаторов. Исследуются РЛС с сигналом видеоимпульсного и непрерывного типа, непрерывного излучения с частотной модуляцией, со ступенчатым изменением частоты; с апертурой, создаваемой запредельным волноводом, а также использующие метод сбалансированного моста.

В первую очередь рассматриваются радары с антеннами, находящимися в непосредственной близости от поверхности земли, и переносимые оператором. Наибольшее внимание среди этого класса аппаратуры уделяется так называемым подповерхностным радиолокаторам с видеоимпульсным сигналом, а также с непрерывным сигналом и ступенчато изменяемой частотой. Одной из наиболее интересных разработок этого типа является американский проект HSTAMIDS (Handheld Standoff Mine Detection System), по доработке стандартного индукционного миноискателя и оборудованию его вторым каналом – подповерхностным радиолокатором со ступенчато изменяемой частотой [8]. В программе рассматриваются несколько вариантов системы HSTAMIDS и используемых подповерхностных радиолокаторов.

При выполнении контракта по этому проекту фирма Coleman Aerospace Company совершенствует свой стандартный импульсный индукционный ручной миноискатель Schiebel AN-19/2, дополняя его совместимым подповерхностным радиолокационным датчиком DIGS (Drop-In GPR Sensor). Благодаря его применению модернизированный миноискатель сможет обнаруживать мины, не содержащие металличе-



а) *б)*

Рис. 8.4. Американский проект HSTAMIDS по модернизации миноискателя AN-19/2 (*а*) и многочастотный миноискатель (*б*).

ских частей (рис. 8.4,*а*). Датчик DIGS состоит из антенной головки массой 0,45 кг, содержащей идентичные передающую и приемную антенны, устанавливаемой на существующей поисковой головке AN-19/2 электронного блока массой 2 кг, закрепляемого на поясном ремне или плечевой лямке блока батарейного электропитания массой 1,8 кг, носимого в ранцевом футляре или на поясе. Стандартная никель-кадмиевая аккумуляторная батарея BB-590/UX напряжением 13 В обеспечивает непрерывную работу миноискателя в течение двух часов. В комплект также входят резервная батарея и два портативных зарядных устройства.

Подповерхностный радиолокационный датчик со ступенчатым изменением частоты может работать одновременно со стандартными поисковыми катушками индуктивности с импульсным возбуждением. Электронный блок принимает и запоминает сигналы в каждой последовательной полосе частот, затем объединяет их в частотный пакет. Процессор сигналов может анализировать до 50 таких пакетов в одну секунду, используя совершенные алгоритмы обработки сигналов для обнаружения мин и других подозрительных объектов. При обнаружении мин в головных телефонах оператора миноискателя AN-19/2 слышен звуковой сигнал тревоги. Применение двухканальной аппаратуры в принципе позволит понизить вероятность ложных тревог и повысить вероятность обнаружения за счет совместной обработки сигналов с обоих каналов обнаружения. Внешний вид данного многочастотного миноискателя, использующего сетку из 128 рабочих частот, приведен на рис. 8.4,*б*.

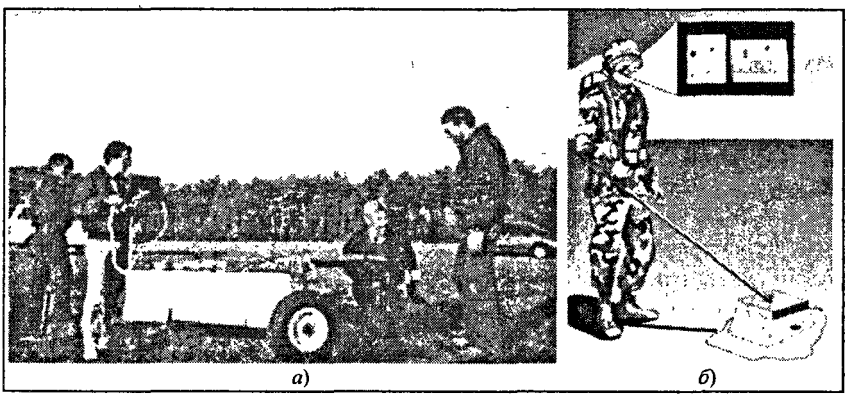
Дальнейшее развитие противоминных технологий достигнуто в программе Joint CMACTD (Joint Countermine Advanced Concept Technology Demonstration). Программа включает разработку бортовой системы дистанционного обнаружения минных полей ASTAMIDS (Airborne Standoff Minefield Detection System), портативного миноискателя CIMMD (Close-in Manportable Mine Detector) – рис. 8.5 и других средств. Миноискатель CIMMD предназначен для использования войсками непосредственно на местности. Он состоит из монтируемого на шлеме тепловизионного прибора и ручного подповерхностного радиолокатора, подобного по размерам и массе применяемому в настоящее время детектору металлических мин AN/PSS-12. Тепловизионный прибор диапазона 3–5 мкм работает с параллельным процессором, выполняющим алгоритм автоматического распознавания целей и выделяющим сигналы обнаружения



Рис. 8.5. Миноискатель CIMMD (США)

мин среди мешающих сигналов от других местных объектов. Радиолокатор, работающий и широком диапазоне частот от 0,4 до 4 ГГц, имеет такой же процессор.

Еще одним исследовательским проектом является разработка Ливерморской национальной лаборатории (США), основанной на запатентованном импульсном подповерхностном радиолокаторе MIR (Micropower Impulse Radar) и усовершенствованной технологии, обработки изображений LANDMARC (Land-Mine Detection Advanced Radar Concept) [9–11]. По мнению разработчиков, предлагаемое решение может оказаться поворотным в проблеме обнаружения мин. Целью проекта является разработка миноискателя, способного обнаруживать мины с вероятностью 99,6% при уровне ложных тревог, не превышающим 1,25/м^2. Рассматриваются два варианта компоновки: роботизированная тележка (рис. 8.6, *а*) и ручной миноискатель, рис. 8.6, *б*.



а) *б*)

Рис. 8.6. Экспериментальные макеты подповерхностного радиолокатора Ливерморской национальной лаборатории США:
а – роботизированная тележка; *б* – проект ручного миноискателя

Для обеих конфигураций компоновки решетка антенн подповерхностного радиолокатора двигается над поверхностью земли на высоте 10 см. Сверхширокополосные сигналы с высокой частотой повторения излучаются антенной в грунт. Отраженные от подповерхностных объектов сигналы регистрируются и обрабатываются с высокой скоростью. В результате получаются двух- и трехмерные изображения подповерхностных объектов (рис. 8.7). При проведении полевых испытаний система показала хорошие результаты, хотя темп разведки был недостаточно велик. Полученные изображения показали, что наибольший прогресс был достигнут при решении задачи устранения сильных отражений от поверхности и других источников помех, тем самым, улучшая отношение сигнал – шум.

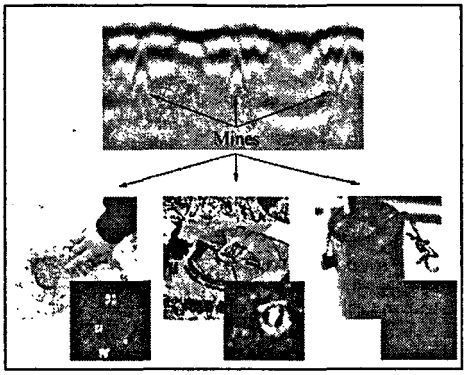


Рис. 8.7. Радиоизображения различных типов мин в грунте, полученные подповерхностным радиолокатором MIR

Полевые испытания также показали, что необходимы дополнительные усилия по улучшению разрешения радиолокатора посредством расширения полосы излучаемых сигналов и обеспечению системы средствами более точного измерения местоположения обнаруженных объектов в грунте.

Исследовательские лаборатории Pacific Nordwest Laboratories (PNL) Министерства энергетики США разработали сверхширокополосный голографический радиолокатор для обнаружения закопанных радиоактивных отходов и предлагают портативный вариант этого локатора для обнаружения мин. Этот локатор, сходный но внешнему виду с портативным металлообнаружителем, использует антенную решетку, состоящую из 17 элементов (девяти передающих и восьми приемных) с расстоянием между элементами, равным длине волны при частоте 5 ГГц.

В PNL уже разработана вращающаяся антенная решетка с этой центральной частотой и стопроцентной шириной полосы (т. е. от 2,5 до 7,5 ГГц), генерирующая до 400 элементов изображения за один оборот при установленной глубине проникновения излучения. Разработана также головка излучения коротких импульсов на частоте 5 ГГц, ограничивающая длительность отраженных импульсов от поверхности земли величиной 200 пс. Это повышает разрешающую способность по глубине и в поперечном направлении при обнаружении неглубоко зарытых объектов до трех и менее сантиметров, что в пять раз лучше, чем у лучших коммерчески доступных одноканальных устройств. Оператор с носимыми на спине компьютером и процессором изображений видит в реальном времени изображение обследуемого участка поверхности земли, сканируемого головкой детекторов, пользуясь очками виртуального видения (virtual vision glasses).

В Великобритании фирма ERA Technology, разработавшая подповерхностную РЛС для обнаружения пластиковых мин [12], оставшихся после войны из-за Фолклендских (Мальвинских) островов, представила модель своей противоминной системы Superscan (рис. 8.8). Данная система была, по-видимому, одной из первых попыток создать миноискатель на основе подповерхностного радиолокатора.

В стандартной системе Superscan используется импульсная подповерхностная РЛС, работающая на волне длиной около 20 см с длитель-

ностью импульса одна наносекунда для достижения высокой разрешающей способности при обнаружении небольших объектов. Глубина проникновения излучения РЛС в суглинистую почву находится в пределах одиндва метра. Носимый на поясном ремне оператора блок батарейного электропитания обеспечивает непрерывную работу РЛС в течение трех-четырех часов. В состав РЛС входят компьютер 486DX с накопителем на жестких магнитных дисках емкостью 550 Мбайт и цветной дисплей.



Рис. 8.8. Подповерхностный радиолокатор Superscan фирмы ERA Technology

Радиометрические датчики. Радиометрические датчики (радиотеплолокаторы) с начала 80-х годов рассматриваются как возможный метод обнаружения мин [13–15]. Радиотеплолокация во многом схожа с радиолокацией. Так же как и классическая радиолокация, радиотеплолокация предназначена для определения координат удаленных объектов. Основным отличием обоих методов является то обстоятельство, что в радиолокации в качестве источника излучения, подсвечивающего цель, используется излучение, генерируемое самой радиолокационной станцией, а при обнаружении объектов радиотеплолокатором в качестве источника подсветки используется естественное излучение самих объектов и фона. В этом отношении радиотеплолокация близка к пассивным инфракрасным датчикам обнаружения, однако, в качестве рабочего диапазона используется радиодиапазон, как правило, с длиной волны, лежащей в диапазоне миллиметровых или сантиметровых волн. Отметим также, что в литературе радиотеплолокаторы обычно для краткости называются просто радиометрами.

Известно, что тепловое излучение тел является сверхширокополосным. В квантовой механике зависимость плотности излучения R_0 от его частоты и температуры дается формулой Планка

$$R_0 = \frac{2\pi f^3 h}{c^2\left\{\exp\left(hf/kT\right)-1\right\}}, \qquad (8.1)$$

где $h=6{,}62\cdot10^{-34}$ [Дж сек] – постоянная Планка; $c = 3\cdot10^5$ [км/сек] – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме; $k = 1{,}38\cdot10^{-23}$ [Дж град] – постоянная Больцмана; T [°K] – абсолютная температура излучающего тела; f [Гц] – частота; R_0 – спектральная плотность излучения, равная мощности, излученной на частоте f в полосе 1Гц/м^2 излучателя.

Частота f_m , на которой спектральная плотность излучения имеет максимум, определяется формулой Вина

$$f_m = 1{,}03 \cdot 10^5 T. \qquad (8.2)$$

Из соотношений (8.1) и (8.2) следует, что спектральная плотность, соответствующая $T \approx 300°K$, имеет максимум в инфракрасной области спектра, а ее значение в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн в тысячи раз меньше. В силу этого для обнаружения объектов в естественных условиях в ночное время широкое применение нашли инфракрасные датчики. Однако с понижением температуры максимум излучения сдвигается в длинноволновую часть спектра. Так максимум излучения при температуре в 1°К находится в миллиметровом диапазоне.

Несмотря на относительно малую мощность теплового излучения в радиодиапазоне при температурах, характерных для окружающей среды, чувствительность современных радиоприемников такова, что данное излучение может приниматься на больших дальностях. Этому также благоприятствует слабое затухание радиоволн в атмосфере по сравнению с инфракрасным излучением. Другим преимуществом радиометрических датчиков является возможность естественной селекции металлических объектов на фоне подстилающей поверхности.

Формула (8.1) дает спектральную плотность излучения R_0 для так называемого абсолютно черного тела, т.е. идеального излучателя. Для реальных тел в этом случае необходимо делать поправку на "степень черноты". В этом случае

$$R = \alpha R_0, \qquad (8.3)$$

где R– спектральная плотность излучения реального излучателя; $\alpha < 1$– коэффициент поглощения, зависящий от частоты.

В диапазоне температур характерных для естественного состояния земной поверхности, нет необходимости в радиодиапазоне пользоваться достаточно сложной для вычислений формулой Планка. Учитывая, что в рассматриваемых диапазонах температур и длин волн $hf/kT \ll 1$, и, разлагая экспоненциальный член в ряд, уравнение (1) преобразуется к виду

$$R_0 = \frac{2\pi}{\lambda^2} T, \qquad (8.4)$$

где λ – длина волны излучения.

В реальных условиях поток излучения, принимаемый приемником от исследуемого тела, кроме собственного излучения объекта будет содержать компоненту, связанную с переотражением внешнего излучения. Источником внешнего излучения может быть небо, радиояркостная температура которого значительно ниже температуры земных покровов

и зависит в значительной степени от состояния облачности [16]. Кроме того, подсвет объекта может осуществляться и от источника искусственного происхождения. Таким источником может быть генератор шумовых сигналов, излучающий в полосе приема радиометра. Суммарную спектральную плотность излучения как собственного, так и отраженного объекта при наличии искусственных источников подсвета R_Σ можно записать в виде

$$R_\Sigma = \frac{2\pi}{\lambda^2} k\left(\alpha T + \rho_н T_н + \rho_п T_п\right), \tag{8.5}$$

где $\rho_н$ – коэффициент отражения телом излучения неба; $T_н$ – радиояркостная температура подсвечивающего излучения неба; $\rho_п$ – коэффициент отражения телом излучения «подсвета»; $T_п$ – радиояркостная температура подсвечивающего излучения в полосеприема радиометра.

Схема приема радиометрических сигналов различной природы, излучаемых и отражаемых объектом, представлена на рис. 8.9. На этом рисунке приведена и схема размещения радиометрических датчиков на наземном носителе, включающая шумовой генератор подсвета, диаграмма направленности основного лепестка антенны которого шире, чем у антенны радиометра. Генератор шума и радиометр соосно закреплены на сканирующем устройстве, обеспечивающим просмотр полосы местности впереди движения наземного носителя по азимуту. Построчная развертка обеспечивается за счет движения носителя. Такой выбор параметров и способ размещения устройств обеспечивает условие равномерной подсветки генератором шума участка поверхности земли, наблюдаемого антенной радиометра.

В общем случае коэффициенты отражения излучения неба $\rho_н$ и подсвечивающего излучения $\rho_п$ отличаются между собой. Это связано с формой отражающего тела. Так как излучение неба является рассеянным и более или менее равномерно подсвечивает объект из верхней полусферы, то и отраженное телом излучение будет всенаправленным.

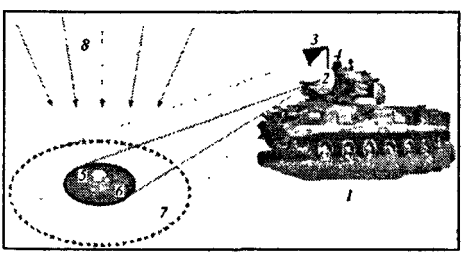


Рис. 8.9. Схема приёма с наземного носителя радиометрических сигналов при различных источниках облучения: *1* – носитель аппаратуры; *2* – антенна радиометра; *3* – антенна генератора «шумового» подсвета; *4* – сканирующее устройство; *5* – объект наблюдения (мина) на поверхности земли; *6* – область наблюдения основного лепестка антенны радиометра на поверхности земли; *7* – область облучения поверхности земли антенной генератора шума; *8* – излучение неба

Излучение же подсвета является сосредоточенным и направленным от генератора шума, и объект плоской формы будет его зеркально отражать в сторону от приемной антенны радиометра. В этом случае $\rho_{\text{п}}$ будет равен нулю.

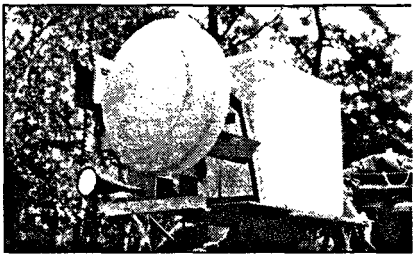


Рис. 8.10. Изображение экспериментального радиометрического комплекса

Для проверки возможности обнаружения мин в металлических корпусах, установленных внаброс на поверхности земли, был разработан экспериментальный радиометрический комплекс восьмимиллиметрового диапазона, изображенный на рис. 8.10. Выбор диапазона был связан с тем, что в этом диапазоне при приемлемой апертуре антенны радиометра можно обеспечить достаточно высокий контраст противотанковых мин.

Экспериментальный комплекс включал в себя: радиометр восьмимиллиметрового диапазона длин волн, генератор шумовых сигналов того же диапазона и телевизионную камеру. Все эти устройства соосно были закреплены на механическом сканирующем устройстве, обеспечивающем сканирование в двух плоскостях – по углу места и азимуту. Тем самым обеспечивалась возможность просмотра участка местности с неподвижного носителя аппаратуры. Диаграмма направленности основного лепестка антенны радиометра составляла 1°, а для антенны генератора шумовых сигналов ~ 10°. Относительное расположение антенн генератора и радиометра выбиралось таким образом, чтобы добиться минимального уровня прямого сигнала от генератора к радиометру. Телевизионная камера обеспечивала возможность оператору сравнения получаемых изображений в радиодиапазоне и в видимом спектре.

Использование в качестве подсвета местности шумового генератора со спектром, заполняющим всю полосу приема радиометра, является необходимым условием. В противном случае, при использовании монохроматического генератора, из-за когерентного сложения отраженных от объекта наблюдения сигналов и прямого прохождения сигнала из антенны генератора подсвета в приемную антенну радиометра, получаемое в результате сканирования изображение носит случайный характер и не может быть отождествлено с наблюдаемыми объектами.

Режим работы аппаратуры обеспечивал одновременное получение двух радиометрических изображений: в пассивном режиме (с выключенным подсветом) и в активном режиме, когда генератор шума был включен. На переднем плане на поверхности грунта в шахматном порядке в три ряда были выложены девять противотанковых мин типа ТМ-62М с

металлическими корпусами. Ближайшая к радиометрическому комплексу мина находилась на расстоянии 10 м, а дальняя – 22 м. Мины в правом ряду для увеличения контраста были установлены на подставках и наклонены в сторону радиометра. Параллельно минному полю, слева от него, в качестве репера была выложена металлическая полоса. На заднем плане располагались (в центре снимка) ажурная металлическая вышка, а в левом верхнем углу строение с плоской металлической крышей.

Результат съемки местности в пассивном режиме и в режиме с подсветом приведен на рис. 8.11 и 8.12 соответственно. Градации яркости на этих рисунках выбраны так, что объектам с более низкой радиометрической температурой соответствуют более темные участки изображения. Так как металлические объекты в радиодиапазоне имеют коэффициент отражения равный одному, то, отражая излучение неба, радиояркостная температура которого ниже температуры земных покровов, они на радиометрическом квазиизображении выглядят более темными.

На рис. 8.11 отчетливо видны ближайшие к радиометру мины, а также мины правого ряда, контраст которых выше. Виден также репер слева от минного поля, а на заднем плане отчетливо наблюдается металлическая крыша строения и виден силуэт вышки. Приведенное изображение показывает, что при заданных параметрах радиометрического датчика в пассивном режиме контраст противотанковых мин в металлических корпусах, установленных параллельно поверхности земли, достаточен для их обнаружения только на расстоянии до 15–20 м. На больших расстояниях их контраст находится на уровне естественных колебаний радиояркостной температуры подстилающей поверхности.

При включенном генераторе шумовых колебаний изображение качественно изменяется (рис. 8.12). В этом случае контраст металлических объектов по отношению к фону зависит не только от их размеров, но и определяется формой наблюдаемых объектов. Так, объекты плоской формы, зеркально отражающие излучение подсвета с высокой радиояркостной температурой, по-прежнему видны на изображении, как объекты с низкой радиояркостной температурой. Это объясняется тем, что в направлении антенны

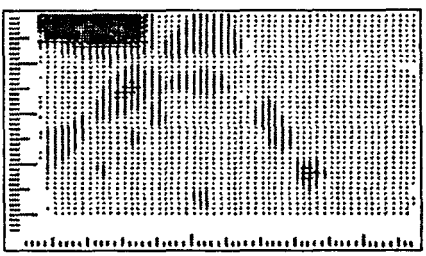


Рис. 8.11. Радиометрическое изображение местности в пассивном режиме

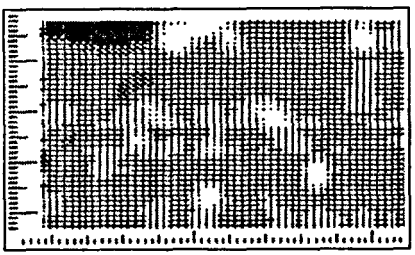


Рис. 8.12. Радиометрическое изображение местности в режиме подсвета генератором шума.

радиометра отражается только излучение неба. Такими объектами на изображении являются крыша строения и металлический репер.

Объекты же сложной формы, представляя собой набор «блестящих точек», отражают в направлении антенны радиометра излучение подсвета. Такие объекты на изображении поменяли контраст по отношению к фону. К ним относятся мины и ажурная вышка на заднем плане. Вместе с тем при использовании подсвета степень неоднородности фона возросла, что также затрудняет обнаружение мин.

Для селекции объектов сложной формы, какими и являются мины, был предложен алгоритм, работающий по схеме совпадений и выделяющий на изображениях (рис. 8.11 и 8.12) только те объекты, которые меняют свой контраст по отношению к фону при включении подсвета. Результат совместной обработки изображений (рис. 8.11 и 8.12) по описанному алгоритму приведен на рис. 8.13. Анализ данного изображения показывает, что из выложенных девяти мин обнаружены семь, а также видна вышка, как объект сложной формы. Все остальные объекты исчезли с изображения.

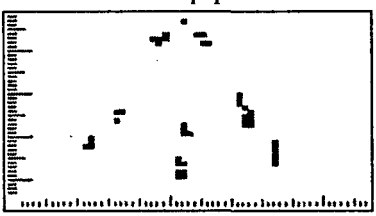


Рис. 8.13. Результат совместной обработки изображений рис. 8.11 и 8.12

Другим возможным алгоритмом является алгоритм вычитания активного и пассивного изображений [16], позволяющий поднять контраст металлических объектов. Однако предлагаемый алгоритм, основанный на схеме совпадений, более эффективен, так как позволяет снизить уровень ложных тревог и не требует дополнительной обработки при принятии решений об обнаружении мин.

Предлагаемый метод обнаружения металлических объектов на фоне подстилающей поверхности применим и для других видов военной техники: танков, артиллерийских орудий и т.д. Для этого в режиме непрерывного просмотра поверхности подсвет должен работать в режиме стробоскопа. Таким образом, при выключенном генераторе шума и при заданном положении антенн радиометрического комплекса будет происходить регистрация элемента пассивного радиометрического изображения, при включенном генераторе – активного. При соответствующем выборе частоты переключения режимов работы генератора шума можно добиться полного совмещения обоих изображений в процессе их последующей обработки.

Ядерный квадрупольный резонанс. Ядерный квадрупольный резонанс (ЯКР) является еще одним из физических эффектов, на основе которого возможно построение датчика обнаружения взрывчатых веществ и мин в том числе. Явление ЯКР возникает в неоднородном межмолекулярном электрическом поле на несферических ядрах, таких как изотоп азота ^{14}N. Так как ЯКР определяется электронным окружением атомов азота, то частота ЯКР является характеристикой каждого соединения и отличается от ЯКР частоты другого вещества. Таким об-

разом, объектами исследования с использованием ЯКР являются главным образом кристаллические вещества.

Первый эксперимент по дистанционному обнаружению ЯКР был выполнен в 1980 г. [17]. Несмотря на это, данная проблема в значительной мере продолжает оставаться в процессе развития.

Процесс ЯКР измерения состоит из двух принципиальных шагов:
первый шаг – возбуждение вещества радиочастотным полем;
второй шаг – детектирование сигнала ЯКР от ядер азота.

Главной проблемой дистанционного детектирования ЯКР, является очень низкая чувствительность. Несколько грамм образца, содержащего ядра азота, дает интенсивность сигнала, сравнимую с тепловыми шумами. Таким образом, детектирование даже на расстоянии нескольких сантиметров, требует накопление сигнала в течение долгого времени. В силу этого возникают трудности при создании приборов с внешним облучением, когда анализируемый объект находится вне возбуждаемой катушки. Первые приборы такого типа уже проходят полевые испытания [18, 19], хотя их практическое использование, по-прежнему, вызывает сомнение в силу недостаточной чувствительности.

Приборы, в которых исследуемый образец помещается внутри катушки возбуждения уже переданы для испытаний на таможенных терминалах и аэропортах и, по-видимому, станут стандартным и эффективным средством обнаружения взрывчатых и наркотических веществ в ближайшее время [37].

Нейтронные и гамма датчики. Активация тепловыми нейтронами обнаруживает присутствие взрывчатых веществ и химических соединений посредством анализа распределения энергии рассеянных нейтронов, отраженных от поверхности земли при облучении ее энергией изотопного источника. Взрывчатые вещества отличаются большим содержанием азота (15 – 40% по массе), тогда как содержание его в хорошо удобренной почве не превышает 0,1%. Метод активации тепловыми нейтронами (TNA) использует тепловые (медленные) нейтроны радиоактивного источника или электронного генератора нейтронов для возбуждения ядер ^{14}N в объекте. Это вызывает излучение им высокоэнергетичных (10,8 МэВ) гамма-лучей, которые можно легко обнаружить по их отличию от фонового излучения. Анализ спектра этого излучения позволяет сделать вывод о природе анализируемого вещества.

Принцип работы датчика на тепловых нейтронах представлен на рис. 8.14. Программное обеспечение TNA-датчика ищет определенные комбинации атомных элементов, которые характеризуют взрывчатые вещества и наркотики (или возможно лекарства). TNA может обнаружить все известные коммерческие и военные взрывчатые вещества, включая трудно обнаруживаемую пластиковую взрывчатку, независимо от того, какую форму эти взрывчатые вещества приняли с тем, чтобы скрыть их в транспортном контейнере. Результаты анализа мало зависят от уровня подготовки оператора или принимаемых мер по экра-

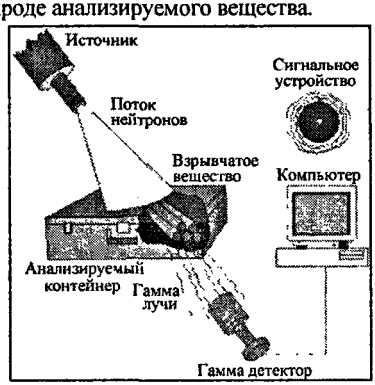


Рис. 8.14. Принцип работы датчика на тепловых нейтронах

нированию взрывчатых веществ. Анализ производится за несколько секунд.

Детекторы на быстрых нейтронах также вызывают определенный интерес в последние годы [38]. Основным преимуществом датчика на быстрых нейтронах является возможность проведения химического анализа за относительно короткое время, около 1 с, в то время как для датчиков на быстрых нейтронах это время может достигать нескольких минут, что ограничивает их область применения только в качестве доразведчика предварительно обнаруженной мины.

Датчик Minebuster разрабатывался в течение 15 лет и представляет собой прибор с непрерывным излучением, который излучает одновременно широкий спектр частиц: γ-лучи, α-частицы, дейтроны, быстрые и тепловые нейтроны. Информация, поступающая от каждого из этих потоков частиц, анализируется одновременно в микропроцессоре с параллельной обработкой сигналов.

Суть гамма-активационного метода состоит в обнаружении в обследуемом объеме повышенной концентрации азота и углерода [20]. Для этого используется регистрация продуктов распада короткоживущих изотопов ^{12}B (бор-12) и ^{12}N (азот-12) с периодами полураспада 20,2 и 11,0 мс. Эти изотопы рождаются в результате фотоядерных реакций типа: $^{14}N(\gamma, nn)^{12}N$, $^{14}N(\gamma, pp)^{12}B$, $^{13}C(\gamma, p)^{12}B$ на азоте – ^{14}N и углероде – ^{13}C (примесь изотопа ^{13}C в природном углероде – 1,107 %), при их облучении гамма-квантами с энергией большей порогового значения E_γ. В конечном состоянии этих реакций образуются также нейтроны–(n) и протоны–(p). Значения энергетических порогов реакций E_γ=31 МэВ для $^{14}N(\gamma, nn)^{12}N$, E_γ=24 МэВ для $^{14}N(\gamma, pp)^{12}B$ и E_γ=17 МэВ для $^{13}C(\gamma, p)^{12}B$.

Образуемые изотопы ^{12}B и ^{12}N являются β-активными и в процессе распада испускают электроны и позитроны с максимальной энергией ~13 МэВ и ~17 МэВ, которые, двигаясь в веществе, в свою очередь индуцируют гамма-кванты. Эти гамма-кванты вместе с электронами и позитронами составляют вторичные продукты распада и могут быть зарегистрированы детектором.

Выбор вышеприведенных реакций в качестве реперных обеспечивает высокую селективность метода обнаружения взрывчатых веществ (ВВ), так как при облучении любых других химических элементов гамма-пучком с энергией меньше 100 МэВ не образуются никакие другие изотопы с периодом полураспада в диапазоне 1 ... 100 мс. Следовательно, если облучить обследуемый объект импульсом гамма излучения с энергией гамма-квантов выше пороговых значений E_γ, то в последующем за ним временном интервале 1 ... 20 мс он откликнется, при наличии в нем достаточной концентрации атомов азота и/или углерода, потоком вторичных частиц от распада изотопов ^{12}B и ^{12}N, в противном случае этот поток отсутствует. Таким образом, если включить на регистрацию детектор вторичного излучения именно в течение этого временного промежутка, то возможно получить высококонтрастный сигнал, свидетельствующий о наличие азота или углерода.

Малое время экспозиции, необходимое для обнаружения ВВ (20 мс), обеспечивает высокое быстродействие метода. Процедуру поиска ВВ можно повторять с частотой 50 Гц, смещая точку облучения исследуемой зоны на необходимую величину и осуществляя таким образом режим сканирующего обследования.

Еще одним преимуществом описываемой методики является то, что в качестве как зондирующего излучения, так и носителя полезного сигнала используются гамма-кванты, обладающие высокой проникающей способностью, что позволяет обнаруживать ВВ в грунте на значительной глубине.

8.2. Воздушная разведка минных полей

Учитывая относительно низкую производительность наземных подповерхностных радиолокаторов, исследуются возможности использования воздушных РЛС [6, 23, 24] и других типов датчиков [40] для обнаружения как поверхностных, так и расположенных на небольшой глубине в грунте мин.

В проекте Европейского Союза [6] РЛС двух диапазонов с длинами волн 3 и 65 см были смонтированы на небольшом транспортном самолете типа Skyvan. Носитель аппаратуры в этом проекте выбирался с учетом эксплуатации в Африке (Ангола и Мозамбик) и отличался хорошими взлетно-посадочными характеристиками, а также возможностью размещения достаточного объема аппаратуры и обеспечения удовлетворительных условий съемки.

В другом проекте [23,24] дирижабль типа A60+ был оборудован сверхширокополосным радиолокатором с синтезированной апертурой (UWBSAR) (рис. 8.15). Ширина полосы излучаемого сигнала достигала 3 ГГц [25]. По мнению разработчиков, параметры радара позволяют обнаруживать мины, скрытые листвой, а также зарытые на небольшую глубину. Предварительные эксперименты показали, что разрешение данного радиолокатора достаточно для обнаружения металлических и пластиковых мин на открытой поверхности, типа асфальт (рис. 8.16).

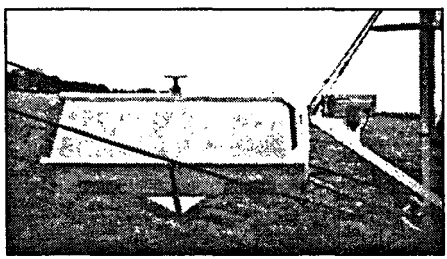


Рис. 8.15. Сверхширокополосный радиолокатор с синтезированной апертурой (UWB SAR)

При высоте полета дирижабля 20–25 м и под углом места 45° обнаруживались как металлические, так и пластиковые мины. Основным недостатком радиолокационных систем воздушного базирования является высокий уровень ложных тревог, обусловленный местными отражениями от подстилающей поверхности. К их достоинствам следует отнести высокую производительность и отсутствие риска подрыва на минах для персонала при разведке местности.

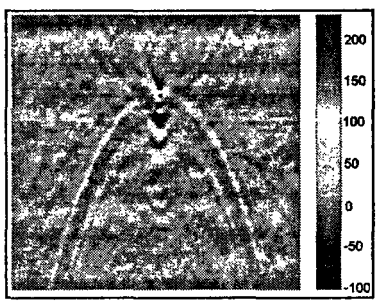


Рис. 8.16. Радиоизображение мины на поверхности асфальта, полученное UWB SAR

В Швеции фирма Bofora намерена завершить в течение трех лет создание опытного образца противоминной системы. В системе применяются им-

пульсные подповерхностные радиолокационные датчики CARABAS (Coherent All Radio Band Sensing), разрабатываемые Шведским национальным центром оборонных исследований совместно с фирмой Ericsson Microwave System. Новизна системы определяется характеристиками одноименной РЛС, разработку которой, как сообщалось в печати [21,22,26], выполняет фирма Ericsson. РЛС CARABAS с синтезированной апертурой работает в нижней части ОВЧ-диапазона (20...90 МГц) с применением горизонтальной поляризации. Используемый диапазон частот дает возможность осуществлять обзор сквозь растительность и даже через определенный поверхностный слой земли. РЛС позволяет формировать радиолокационное изображение с ограниченной дифракцией, свободное от так называемых посторонних шумов, присущих РЛС, работающим в миллиметровом диапазоне длин волн.

Наибольшие проблемы в процессе создания системы были связаны с конструктивной разработкой крупнодипольной антенной системы РЛС. Первый опытный образец антенны был выполнен в виде двух гибких рукавов с вшитыми в их поверхность излучающими элементами. Закрепленные на специальной конструкции в хвостовой части самолета-носителя рукава наполнялись набегающим воздухом, приобретая некоторую жесткость, обеспечивающую поддержание во время полета необходимой формы этих элементов антенной системы. В дальнейшем гибкие рукава были заменены двумя жесткими цилиндрами из специального пластика, что позволило установить их в носовой части самолета-носителя.

Летающая лаборатория с установленным на ней новым вариантом РЛС получила обозначение CARABAS-2. В качестве одной из специальных задач, выполнение которой может быть обеспечено информационным комплексом CARABAS-2 с особой эффективностью, рассматривается ставшая весьма актуальной в последние годы задача составления карт минных полей, оставленных после ухода войск. Основное отличие в разработке вариантов информационной системы "CARABAS" военного и невоенного применения связано с общей архитектурой системы. Наиболее дорогостоящей составляющей РЛС CARABAS является сигнальный процессор, работающий в реальном масштабе времени. Считается, что в системах невоенного применения, где информационный комплекс не подвергается угрозе поражения противником, все оборудование РЛС может быть установлено на авиационном носителе. По той же причине в качестве авиационного носителя может использоваться пилотируемый летательный аппарат, на борту которого может находиться и оператор (или операторы) системы. Это сводит всю систему к автономному информационному комплексу, в рамках которого реализуется решение всех задач.

Для систем CARABAS военного применения, в которых информационный комплекс подвергается угрозе поражения противником, рас-

сматривается возможность переноса сигнального процессора а, следовательно, и рабочих мест операторов системы в специальный пункт контроля и управления. Реализацией такой концепции может быть система, состоящая из: беспилотного летательного аппарата с антенной системой РЛС CARABAS; пункта контроля и управления наземного или воздушного базирования с рабочими местами операторов системы; линии передачи данных, связывающей информационный БПЛА с пунктом контроля и управления. Предполагается, что антенная система РЛС будет представлена в этом БПЛА настолько жесткими элементами, что они смогут играть роль несущей конструкции БПЛА.

Разработка средств, предназначенных для обнаружения мин и минных полей продолжает осуществляться в настоящее время [27,28]. Рассматривается возможность установить электронно-оптических и инфракрасных датчиков на дистанционно пилотируемом аппарате (ДПЛА) в рамках программы ASTAMIDS (Airborne Standoff Minefield Detection System) с тем, чтобы обеспечить возможность круглосуточного обнаружения мин с вероятностью 98–99% при уровне ложных тревог 0,03/м^2 (рис. 8.17).

Система ASTAMIDS разрабатывается фирмами Raytheon и Westinghouse. Она содержит один или несколько датчиков изображения, устанавливаемых на БПЛА Hunter, и процессор с алгоритмом обнаружения минных полей MIDAP (Minefield Detection Algorithm and Processor), интегрированный в наземную станцию управления. В варианте, разрабатываемом фирмой Raytheon, вычисления выполняются компьютером параллельной обработки в Кембридже. Способность системы ASTAMIDS обнаруживать минные поля даст возможность командирам войсковых частей, находящихся в этих районах, принимать решения о выборе обходных маршрутов или вызове специалистов из инженерных подразделений для обезвреживания мин.

Ряд других исследовательских центров продолжает работы по применению длинноволновых радиолокаторов GP-SAR (Ground Penetrating – Synthetic Aperture Radar) для обнаружения мин заглубленных в грунт.

Фирма Sandia National Laboratory провела летные испытания своего радиолокатора, работающего в диапазоне 200 – 900 МГц, на борту самолета Twin Otter, а фирма SRI International [29] проводит испытания радиолокаторов с диапазонами частот 100–600 МГц и

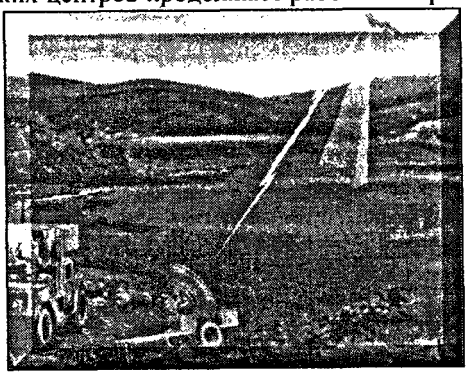


Рис. 8.17. Проект системы обнаружения мин с использованием дистанционно пилотируемого аппарата

200–800 МГц, установленных ни самолетах Dash-7 и Jetstream 31 соответственно. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны были испытаны в разных районах с изменяющимися в широких пределах характеристиками почвы. На рис. 8.18 представлены результаты съемки, выполненной SRI International, участка леса в Северной Америке с расположенными в нем автомобилями. Изображение (рис. 8.18,*а*) было получено в видимом диапазоне. На данном изображении автомобили, полностью скрытые листвой, не обнаруживаются. Следующий снимок (рис. 8.18,*б*) был получен с помощью РЛС с синтезированной апертурой. Автомобили на нем просматриваются в виде белых пятен. На изображении (рис. 8.18,*в*) представлен результат обработки предыдущего снимка с помощью алгоритмов фильтрации и устранения фоновых отражений. На нем выделены все скрытые листвой автомобили.

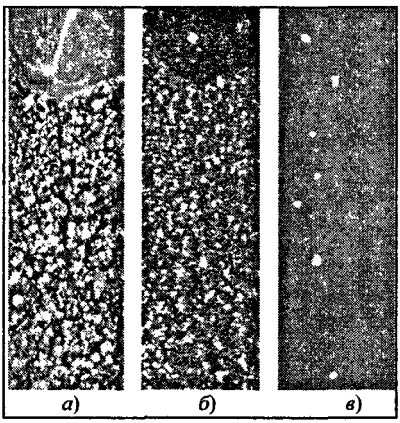


Рис. 8.18. Фотоизображение участка леса (*а*); радиоизображение, полученное РЛС с синтезированной апертурой (*б*) и результат обработки изображения (*в*)

На обнаруживающую способность радиолокаторов GP-SAR влияли в основном отраженные от поверхности почвы мешающие сигналы, а не поглощение излучений почвой. Испытания включали обнаружение мин, углубленных на 15 см в пустыне шт. Невада, и совместный с Ливерморской лабораторией Лоуренса (Lawrence Livermore National Laboratory) эксперимент с одновременным применением радиолокационной и тепловизионной техники. Другие исследования, проведенные фирмой Mitre, показали, что совместное использование радиолокации с горизонтальной и вертикальной поляризацией излучения и тепловизионной техники повышает вероятность обнаружения почти в 10 раз.

8.3. Комбинированные и роботизированные системы обнаружения мин

Одним из возможных способов базирования подповерхностных радиолокаторов, предназначенных для обнаружения мин и минных полей, являются наземные роботизированные системы. В настоящее время существует несколько подобных экспериментальных систем и их проектов.

В проекте армии США Ground Standoff Minefield Detection System (GSTAMIDS) предусматривается разработка системы роботов, предназначенных для разведки мин на маршрутах движения воинских колон. Система GSTAMIDS предназначена для использования в эшелоне по две или три машины, в зависимости от ширины разведываемого мар-

шрута. Роботы будут управляться по радио с командирской машины, обладающей повышенной защищенностью по отношению к подрывам на минах MPCV (Mine Protected Control Vehicle). При прохождении маршрута при обнаружении противотанковых мин в металлических и пластиковых корпусах будет проходить автоматическая маркировка мест их расположения. При подтверждении данных разведки личный состав, действующий из машины MPCV, будет осуществлять уничтожение мин с использованием механических средств.

Разработка фирмы Jaycor – единственная известная система, которая может обнаружить и идентифицировать типы мин на достаточном удалении (до 30 м) с низкой вероятностью ложных тревог. Она может обнаружить как установленные внаброс, так и заглубленные мины. Концептуальный автомобиль был построен с тем, чтобы продемонстрировать возможность использования подповерхностных радиолокаторов для дистанционного обнаружения заглубленных мин.

Подповерхностный радар со ступенчато изменяющейся частотой сигнала, излучаемого через три рупорных антенны, монтировался на автомобиле типа Hummer (рис. 8.19). Радар был разработан с использованием имеющихся в наличии коммерчески доступных комплектующих. Общий вес системы составлял около 100 кг. Использование непрерывного сигнала со ступенчато изменяемой частотой в диапазоне от 0,5 до 4,0 ГГц позволяет системе возбуждать резонансные частоты для всех типов мин. Такой подход дает возможность получать информативные сигналы от всех типов целей, а также идентифицировать их на основе метода резонансных частот. Из трех установленных в системе рупоров, центральная рупорная антенна является передающей, а две остальные приемные. Это дает возможность определять как азимут, так и дальность в процессе обнаружения объектов и их последующей идентификации. Как результат – система способна обнаруживать, определять координаты и распознавать цели. Общая излучаемая мощность радара составляет 1 Вт и имеются планы ее увеличения до 10 Вт.

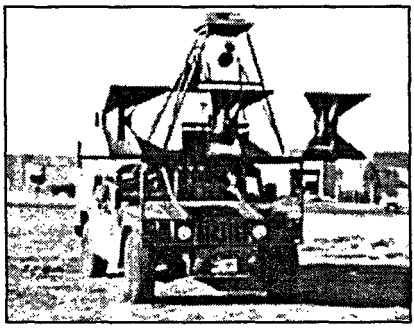


Рис. 8.19. Дистанционная система обнаружения мин фирмы Jaycor

Датчик системы обнаружения мин MDS (Mine Detection System), разработанный фирмой Ancore, США, уникален среди датчиков, предназначенных для обнаружения заглубленных в грунт мин (рис. 8.20).

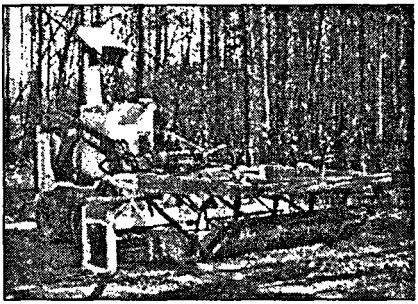


Рис. 8.20. Комбинированная система обнаружения мин MDS фирмы Ancore

В отличие от большинства традиционных датчиков, которые восприимчивы к ложному срабатыванию, потому что они обнаруживают аномалии, которые могут представлять собой не только мины, но и бытовые металлосодержащие бытовые отходы в почве или другие контрастные аномалии, MDS-датчик более эффективен, так как он реагирует на азот, обычно находящийся во взрывчатых веществах противотанковых и противопехотных мин. Обнаружение азотосодержащих веществ осуществляется с помощью датчика на тепловых нейтронах. MDS-датчик используется совместно с первичным датчиком, представляющим собой металлодетектор, формируя эффективную многоканальную систему обнаружения. Фотография показывает MDS-датчик и детектор металла, установленные на дистанционно управляемом транспортном средстве. Детектор металла быстро сканирует землю для определения металлических объектов. Когда металлодетектор срабатывает, MDS-датчик автоматически помещается над подозрительным объектом. Бортовой компьютер по результатам его измерений подтверждает или снимает подозрение относительно нахождения там мины. Распылитель краски может быть приведен в действие с тем, чтобы отметить предполагаемое положение мины.

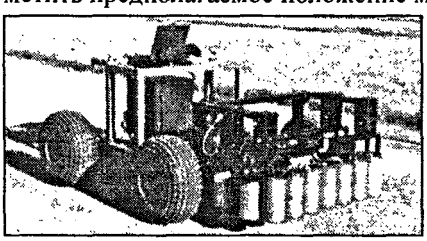


Рис. 8.21. Экспериментальное устройство, объединяющее сейсмоакустический канал и подповерхностный радиолокатор

Безусловный интерес предоставляют работы по оценке эффективности комбинированного датчика, включающего сейсмоакустический канал и подповерхностный радиолокатор, предназначенного для обнаружения заглубленных в грунт мин (рис. 8.21). Воздушное акустическое устройство вызывает вибрации в грунте, которые регистрируются с помощью лазерного Доплеровского виброметра. Предполагается, что уровень колебаний поверхности грунта над миной будет выше, чем в остальных местах. Подповерхностный радиолокатор обеспечивает дополнительную информацию, которая позволит увеличить вероятность обнаружения и снизить уровень ложных тревог.

Рассматриваются два варианта устройства: первый вариант предназначен для обнаружения с близких расстояний (30 см) от поверхности зем-

ли, а второй – на расстоянии до 7 м впереди носителя аппаратуры [30]. Для улучшения параметров обнаружения исследуются и другие потенциальные датчики: многочастотный лазер, интерферометр полного поля и другие.

В проекте, получившем название ILDP (Improved Landmine Detection Project) – проект улучшенного обнаружения наземных мин используется безлюдное транспортное средство, на котором установлены датчики обнаружения мин различных типов, Это транспортное средство управляется дистанционно оператором, находящимся на другом транспортном средстве. Фирма Computing Devices намерена применить в системе датчики обнаружения четырех типов: электромагнитные, тепловизионные, подповерхностные радиолокационные и активации тепловыми нейтронами.

Электромагнитный датчик системы будет представлять собой вариант датчика Jumbo системы обнаружения мин, разрабатываемой фирмой Schiebel (Канада). Поисковая головка системы Jumbo содержит линейную решетку катушек. Эта система движется со скоростью до 10 км/ч и обследует полосу шириной 2–6 м для обнаружения мин с минимальным содержанием металлов. Решетка с катушками закреплена на гибкой пластине, что обеспечивает ее контакт с поверхностью земли при различных профилях местности.

Тепловизионный датчик, вероятно, будет установлен наверху транспортного средства и наклонен вниз для переднего обзора обследуемой поверхности. Для подповерхностного радиолокационного обнаружения предполагается применить РЛС EL/M-2190 фирмы Elta Electronics Industries (Израиль) массой 52 кг (рис. 8.22). По утверждению фирмы, эта РЛС превосходит все другие РЛС аналогичного назначения и признана как наиболее совершенное противоминное средство, имеющееся в настоящее время. Она может обнаруживать даже неметаллические мины на глубине до 30 см. В 1992 г. было выдано три контракта на применение передовых технологий при разработке миноискателя CIMMD (см. выше): первый – фирме Lockheed Martin на разработку тепловизионного прибора, второй – фирме GDE Systems на разработку сбалансированной мостовой схемы для подповерхностного радиолокатора и третий – фирме Quick Reaction на разработку антенны с запредельным волноводом для радиолокатора. Миноискатель должен обнаруживать не менее 92% металлических мин (это соответствует обнаруживающей спо-

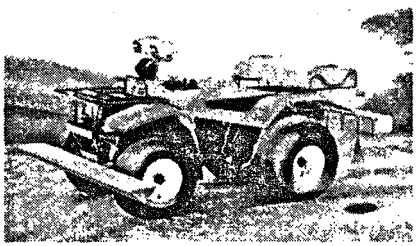


Рис. 8.22. РЛС подповерхностного зондирования EL/M-2190 на роботизированном шасси

собности миноискателя AN/PSS-12), 80% неметаллических противотанковых мин и 50% неметаллических противопехотных мин. Конечной целью разработки было повышение этих показателей до 98–100%, 95– 100% и 70% соответственно. Эти показатели, а также заданная частота ложных тревог были достигнуты, но скорость сканирования 6 м^2/мин, с которой работает детектор AN/PSS-12 при обнаружении металлических мин, оказалась завышенной для CIMMD), При испытании опытных образцов фактическая скорость сканирования соответствовала 1 м^2/мин, в перспективе она может быть увеличена до 2–3 м^2/мин,

На стадии демонстрации и оценки тепловизионный прибор и поверхностный радиолокатор, разработанные отдельно, должны быть объединены в общую систему с визуальной и звуковой сигнализацией для оператора. Параллельно для сухопутных войск США разрабатывается миноискатель VMMD (Vehicle Mounted Mine Detector), устанавливаемый на транспортных средствах. Он предназначен для разминирования дорог посредством обнаружения заглубленных мин при скорости движения 5–8 км/ч. Во время боевых действий в зоне Персидского залива танковые экипажи могли видеть заглубленные мины, пользуясь тепловизионными приборами. Миноискатель VMMD разработан с учетом этого. В нем применен двухдиапазонный тепловизионный прибор (3–5 мкм и 6–12 мкм), выдающий предупредительный сигнал оператору о присутствии мины. Оператор, получивший такой сигнал, может включить два прибора, подтверждающих факт наличия мины: подповерхностный радиолокатор и электромагнитный металлообнаружитель. Весь комплект приборов миноискателя может быть установлен на тактической боевой машине. Рассматривается также возможность дополнения миноискателя VMMD еще двумя датчиками: радиолокатором переднего обзора, способным обнаруживать большие металлические противотанковые мины, и детектором обратнорассеиваемого рентгеновского излучения, который может подтверждать присутствие мин. По рабочему проекту эти приборы были закреплены на решетке шириной 3 м, расположенной в передней части боевой машины. Формируемые карандашные пучки излучения воспроизводят на экране дисплея изображения всех заглубленных объектов, встречающихся на пути движения машины.

При поддержке DARPA фирма SAIC Radiation Technologies разработала роботизированную систему обнаружения мин. В этой системе объединены опыт фирмы в применении метода обратного рассеяния нейтронов и использовании стандартной поисковой головки Schiebel, обнаруживающей металлические объекты по методу пульсирующих вихревых токов. В головке Schiebel имеются четыре катушки, скрепленные стекловолокном так, что они образуют решетку шириной 1,13 м и массой 9 кг. Детектор рассеянных нейтронов представляет собой решетку шириной 1,2 м с тремя датчиками SAIC, каждый из которых име-

ет источник нейтронов массой 10 мг Californium-252. Минимальное время счета рассеянных нейтронов равно 100 мс. При испытаниях эта система обнаруживала пластиковые мины диаметром 15 см, заглубленные в сухой почве на 5–5,7 см при скорости движения 1,6 км/ч. Головка датчиков была закреплена на высоте 15 см над поверхностью земли.

Цель прграммы HDM (Hiper-Spectral Mine Detection) состоит в разработке более эффективных и безопасных методов обнаружения заглубленных наземных мин (в том числе и недавно заложенных). При этом будут использованы результаты проведенных ранее DAPRA совместных с университетом Hawaii работ по созданию спектрометра с пространственной модуляцией изображений и преобразованием Фурье SMIFTS (Spatially Modulated Imaging Fourier Transform Spectrometer). Это инфракрасный датчик, обладающий уникальной комбинацией чувствительности, поля зрения, ширины полосы и спектральной разрешающей способности. Спектрометр SMIFTS, работающий в коротковолновой и средневолновой частях инфракрасного диапазона, уже прошел испытания на борту вертолета. По программе HMD размеры спектрометра должны быть доведены до практически приемлемых для установки его на борту самолета или вертолета или других платформах. Возможно, и расширение диапазона его работы с включением длинноволновой части инфракрасного спектра.

Система быстрого разминирования и нейтрализации (Rapid Route and Area Mine Neutralisation System – RRAMNS) [31, 32] предназначена обеспечить Австралийскую Армию средствами, способными быстро обнаружить и нейтрализовать наземные мины, расположенные как на поверхности земли, так и заглубленные в грунт. В числе потенциальных областей применения рассматриваются, в том числе и такие специфические области, как используемые и заброшенные дороги, посадочные площадки и ВПП аэродромов. Транспортное средство по проекту RRAMNS, оснащенное подповерхностным радаром, разработанным в США, электронноптическими датчиками и металлодетектором Minelab, а также системой обработки данных Tenix Defence, способно на скорости до 5 км/час очищать от мин полосу до трех метров.

Набор датчиков будет способен обнаруживать мины, оснащенные как взрывателями нажимного действия, так и электронными, включая взрыватели с магнитными, сейсмическими и акустическими датчиками, а также мины без металлических компонентов. Предполагается, что набор сенсоров и система маркировки заминированных участков, разработанные по программе RRAMNS, будут приспособлены к установке на транспортном средстве повышенной проходимости. Система маркировки обеспечивает привязку к местности с точностью 0,5 м с использованием GPS приемника – это легкобронированное транспортное средство

с высокой мобильностью, обеспечивающее защиту от мин и осколков, а также стрелкового оружия.

8.4. Эксперименты по совместной обработке СВЧ-каналов и каналов металлодетектора



Рис. 8.23. Макет миноискателя «МиРаскан» на испытаниях

Для проведения испытаний в лабораторных и натурных условиях были проведены эксперименты по обнаружению и идентификации макетов пластиковых противопехотных и противотанковых мин [33,35,36]. Эксперименты проводились как на грунтовом полигоне (рис. 8.23), так и на специально оборудованном лабораторном стенде. В качестве исследуемых объектов использовались макеты противотанковых мин в пластиковых корпусах типа ТС-6.1 и ТС-2.5 (производство Италии), ТМ-62ПЗ (производство РФ), противопехотных пластиковых мин типа ПМН-2 и МС-3 (производство РФ), а также металлических противотанковых мин типа ТМ-62М и ПТМ-3 (производство РФ) (рис. 8.24)

Мины заглублялись в грунт на глубину 1–2 см для противопехотных мин и на 5–10 см – для противотанковых мин. Эксперименты проводились на двух типах грунтов: песке и черноземе с дерновым покровом. Экспериментам предшествовала сухая и жаркая погода в течении нескольких недель. Грунты имели близкую к нулевой влажность, что является не совсем обычным для средней полосы России в это время года. В результате были получены каталоги изображений различных типов мин и других объектов в грунте (рис. 8.25–8.28). Изображения получались как по радиоканалу для двух поляризаций, так и по каналу металлодетектора. В нижнем ряду каждого из рис. 8.25–8.28 расположены три изображения: левое получено по СВЧ-каналу на

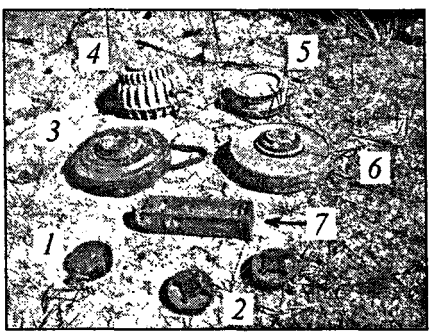


Рис. 8.24. Макеты противотанковых и противопехотных мин: *1* – МС-3, *2* – ПМН-2 (две мины), *3* – ТМ-62М, *4* – ТС-6.1, *5* – ТС-2.5, *6* – ТМ-62ПЗ, *7* – ПТМ-3

кросс-поляризации приемного и передающего трактов, среднее относится к параллельной поляризации в СВЧ-канале, а правое дает изображение по каналу металлодетектора.

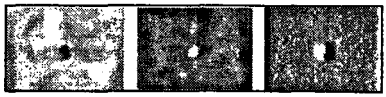


Рис. 8.25. Изображения российской противопехотной мины МС-3

Канал металлодетектора оказался весьма полезен при селекции объектов. В силу высокой чувствительности, он способен обнаруживать даже пластиковые мины, в которых во взрывном механизме содержится незначительное количество металла. Сравнение изображений по двум каналам позволяет повысить вероятность обнаружения и снизить уровень ложных тревог.



Рис. 8.26. Изображения российской противопехотной мины ПМН-2



Рис. 8.27. Изображения российской противотанковой мины ТМ-62М

В заключение отметим, что предлагаемый метод получения радиоизображений объектов в грунте с возможностью их последующего распознавания может служить основой для создания перспективных миноискателей. Еще одним возможным применением разрабатываемой аппаратуры может быть зондирование строительных покрытий и конструкций (ВПП, мостов, путепроводов, дорог и т.д.) с целью обнаружения в них дефектов.

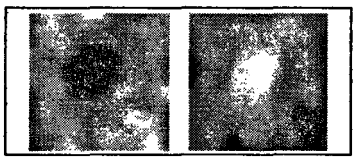


Рис. 8.28. Изображения итальянской противотанковой мины TS-6.1

8.5. Технический облик и основные характеристики перспективного радиолокационного миноискателя, предназначенного для проведения гуманитарных операций

Прямыми предшественниками предлагаемой разработки, по крайней мере, по назначению, являются существующие радиоволновые миноискатели [39], основное назначение которых – обнаружение мин в металлических и неметаллических корпусах. В основу их работы положен принцип фиксации разницы диэлектрических постоянных грунта и материала мины. Существующие в настоящее время миноискатели радиоволнового типа имеют общий недостаток – неприемлемо высокий уровень ложных тревог. Это объясняется тем обстоятельством, что из-за наличия в грунте посторонних предметов и несовершенной системы индикации (головные телефоны), практически невозможно отличить естественные неоднородности грунта и посторонние предметы от мин. Число посторонних включений особенно велико в урбанизированных местностях (осколки кирпичей, куски арматуры, бутылки и т.д.)

Для моделирования работы перспективного миноискателя, предназначенного для проведения гуманитарных операций, был выполнен макет поискового элемента с двухкоординатным сканером. Отработана плата управления им, а также разработано соответствующее математическое обеспечение. Проведенные лабораторные испытания подтвердили правильность технических решений, заложенных в конструкцию. Изображение макета сканера с поисковым элементом на грунтовом стенде приведено на рис. 8.29.

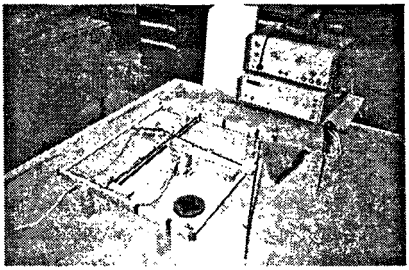


Рис. 8.29. Макет поискового элемента с двухкоординатным сканером для миноискателя МиРаскан-Р на грунтовом стенде

Внешний вид предлагаемого к разработке миноискателя в схематическом виде представлен на рис. 8.30. Его основным достоинством является возможность получения радиоизображений объектов в грунте, что значительно повышает возможности по их распознаванию и, следовательно, приводит к снижению уровня ложных тревог. Получение радиоизображений осуществляется за счет двухмерного сканирования СВЧ-поискового элемента в плоскости зондирования. Регистрация сигналов подповерхностного радиолокатора велась одновременно на пяти частотах в двух поляризациях. Для улучшения параметров обнаружения в поисковый элемент была встроена петля индукционного металлоискателя. Еще один металлодетектор монтировался по периметру сканирующей система и предназначался для глубинной разведки металлосодержащих объектов. Все каналы, работали одновременно. Это позволило использовать схему совпадений в каналах миноискателя и улучшило параметры распознавания.

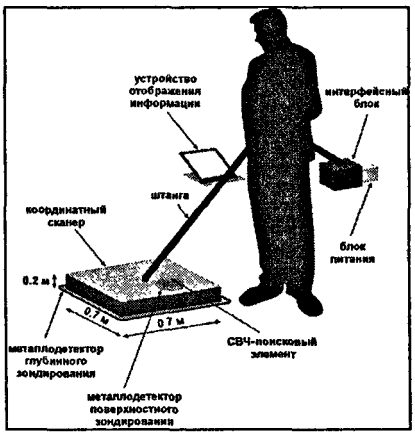


Рис. 8.30. Схема ручного миноискателя МиРаскан-Р

Для облегчения восприятия оператором всех получаемых на разных частотах радиоизображений они выводились на экран монитора в виде анимации. Результат работы индукционных каналов также выводился на экран в виде изображения. Поисковый элемент был расположен внутри квадратной рамы двухмерного сканирующего устройства, закрытой диэлектрическим кожухом. Расположенный на ручке перед оператором жидкокристаллический экран позволил в реальном масштабе времени получать и обрабатывать изображения с обоих поисковых

каналов. На противовесе ручки миноискателя расположены интерфейсный и вычислительный блоки, а также источник питания.

Основные технические характеристики предлагаемого к разработке миноискателя

Масса поискового элемента	5 кг.
Масса устройства в полной комплектации	10 кг.
Глубина обнаружения пластиковых противопехотных мин	0,2 м.
Размер поискового элемента	0,7×0,7 м.
Поле сканирования исследуемой поверхности	0,6×0,6 м.
Время сканирования элемента поверхности 0,6×0,6м	1 мин.
Способ сканирования	электромеханический в автоматическом режиме.

Миноискатель имеет четыре канала приема зондирующего сигнала: два СВЧ-канала на частотах в диапазоне 1,0÷1,5 ГГц (прием осуществляется в двух поляризациях) и два индукционных канало на частоте 2 МГц. Чувствительность индукционного канала – 10 г сосредоточенного металла на глубине до 0,4 м. Ошибка в определении центра мины и ее размеров – 2 см для приповерхностных мин и 4 см для мин на глубине 0,1 м. Способ индикации – визуальный на экране полутонового ж/к монитора.

Выводы

Несмотря на значительные средства, выделяемые на разработку технических средств обнаружения мин, данная проблема далека от своего решения. Особенно это касается гуманитарного разминирования, которое по своим требованиям к вероятности пропуска мин в минном поле, к возможным потерям среди персонала, проводящего работы, и многим другим параметрам существенно отличается от боевого разминирования. К примеру, во время боевых действий военные могут удовлетвориться проделыванием проходов в минных полях, а при гуманитарном разминировании, как правило, выдвигается требование 100% очистки минного поля. Существенным является и требование понизения стоимости работ по разминированию до уровня, позволяющего добиться снижения уровня установленных в грунт мин в мире.

Приведенный обзор различных технических средств показывает спектр возможных технических решений рассматриваемой проблемы. К сожалению, до сих пор не найдено техническое решение или их совокупность, которые бы удовлетворяли предъявляемым требованиям по вероятностям обнаружения и ложным тревогам, по скорости и глубине разведки, а также стоимости разведки местности.

Литература к главе 8

1. *Жуков С.* Опыт разминирования местности в условиях локальных военных конфликтов. – Зарубежное военное обозрение, 1998, № 6, с. 14–19.
2. *Trevelyan, J.* Technology Transfer in Humanitarian Demining. – In Proc. of Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, MD'98. Edinburgh, UK, 12–16 October 1998, pp. 23–27.
3. *Joynt, V.P.* Mobile Metal Detection: a Field Perspective. – In Proc. of Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, MD'98. Edinburgh, UK, 12–16 October 1998, pp. 14–15.
4. *Venter, A.J.* Trials Planned for Artificial 'Dog's Nose'. – Jane's International Defense Review, March 1999.
5. Jane's Mines and Mine Clearance. Second Edition, 1997–1998.
6. Airborne Minefield Detection: Pilot Project. Final Report. – Contract No. REG/661-97/2. European Commission.
7. *Carter, L.J., O'Sullivan, M.J., Hung, Y.J., Teng, J.C-C.* Thermal Imaging for Landmine Detection. – In Proc. of Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, MD'98. Edinburgh, UK, 12–16 October 1998, pp. 110–114.
8. Radar Upgrades Handheld Mine Detectors. – Jane's International Defense Review. February 1997.
9. World's Fastest Solid-State Digitizer. – Energy & Technology Review, Lawrence Livermore National Laboratory, Livermore, California, UCRL-52000-94-4 (April 1994), pp. 1–6.
10. Micropower Impulse Radar. – Science & Technology Review, Lawrence Livermore National Laboratory, Livermore, California, UCRL-52000-96-1/2 (January/February 1996), pp. 16–29.
11. *Azevedo, S. G. et al.* Statement of Capabilities: Micropower Impulse Radar (MIR) Technology Applied to Mine Detection and Imaging. – Lawrence Livermore National Laboratory, Livermore, California, UCRL-ID-120801, March 1995.
12. Mine Detection Enter New Era. – Defence, March 1987.
13. *Dmitrienkov, A.A., Ivashov, S.I., Sablin, V.N., Ufraykov, B.A.* Passive-Active MM Wave Radiometer for Detection of Mines installed on the Ground Surface. – In Proc. of 5th International Conference on Radar Systems. Oral Session 1.7, May 17–21, 1999, Brest, France.
14. Passive MMV Radiometers Detect Hidden Mines. – Jane's International Defense Review. March 1997.
15. *Daniels, D.J.* A Low Cost, Hand-Held, Microwave Radiometer for Surface Laid Mines. – In Proc. of Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, MD'98. Edinburgh, UK, 12–16 October 1998, pp. 222–226.
16. Por*adish, F.J.* Ka-Band Passive/Active Airborne Radar. – In Proc. of IEEE Nat. Aerosp. and Electron. Conf. NAECON'82, pp. 1262–1269.
17. *Hirschfeld, T., Klainer, S.M.* – Journal of Molecular Structure, 1980, vol. 58, pp.63–77.
18. *Hibbs, A.D., Barral,l G.A., Czipott, P.V., et al.* Man Portable Mine Detector Using Nuclear Quadruple Resonance – First Year Progress and Test Results. – In Proc. of Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, MD'98. Edinburgh, UK, 12–16 October 1998, pp. 138–141.
19. Ader*in, M.E., Burch, I.A.* Counter Mine: Hand Held and Vehicle Mounted Mine Detection. – In Proc. of Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, MD'98. Edinburgh, UK, 12–16 October 1998, pp. 198–202.
20. *Карев А.И., Раевский В.Г., Коняев Ю А. и др.* Гамма-активационная технология гуманитарного разминирования. – Наукоемкие технологии. 2002, т. 3, № 6, стр. 16–26.

21. *Михайлов И.* Шведская самолетная система радиотехнической разведки «Карабас». – Зарубежное военное обозрение, №3, с. 49, 50
22. Sweden starts development of new airborne radar system. – Interavia Air Letter, 1990, 28/IX, no. 12090.
23. Mineseeker Tests Airship mounted sensors. – Jane's International Defense Review. February 2001.
24. Field Trials in Kosovo. Test Mine Detection. – Aviation Week & Space Technology. November 27, 2000.
25. *Christoforato, S., Bishop, P.* The Feasibility of Operating an Ultra Wideband Synthetic Aperture Radar (UWB SAR) from an Airship for the Detection of Mined Areas in a Humanitarian Role. – In Proc. of 3rd International Airship Convention. Friedrichshafen, Germany, 3 July 2000.
26. *Nordwall, B.D.* Swedish Radar Evolves for Civil UAV Use. – Aviation Week & Space Technology, January 1999.
27. US Army tries airborne mine detection again. – Jane's International Defense Review, October 2002.
28. Airborne mine sensors for US Army. – Jane's International Defense Review. January 2003.
29. Technologies Improve Radar Ground Foliage Penetration. – Signal, December 1997, pp. 25–28.
30. US Army studies complementary mine sensing. – Jane's International Defense Review, June 2002.
31. DSTO trials rapid mine clearing system. – Jane's International Defense Review, January 2003.
32. Australia integrates landmine detectors. – Jane's International Defense Review, March 2003.
33. *Васильев И.А., Геннадиева Е.Г., Ивашов С.И. и др.* Многочастотный СВЧ датчик для обнаружения мин. – Радиотехника. 1999, №2, с. 49–52.
34. *Ivashov, S.I., Makarenkov, V.I., Razevig, V.V. et al.* Remote Control Mine Detection System with GPR and Metal Detector. – In Proc. of Proceedings of the Eight International Conference on Ground Penetrating Radar, GPR'2000, May 23–26, 2000, University of Queensland, Gold Coast, Queensland, Australia, pp. 36–39.
35. *Ivashov, S.I., Sablin, V.N.* New Technologies in Humanitarian Demining Operations. – In Proc. of IEEE International Symposium on Technology and Society, "University as a Bridge from Technology to Society", ISTAS 2000, "La Sapienza" University of Rome, Italy, September 6–8, 2000, pp 101–105.
36. *Ivashov, S.I., Makarenkov, V.I., Razevig, V.V. et al.* Wide-Span Systems of Mine Detection. – In Proc. of the Mine Identification Novelties Euroconference. Villa Agape, Firenze, Italy, October 1–3,1999, pp. 137–141.
37. Airport Security Spurs New Interest in Sensors. – Aviation Week & Space Technology, January 7, 2002, pp. 48–50.
38. Minebuster: cracking the mine-detection riddle with sub-nuclear particles. – Jane's International Defense Review, April 1998, pp. 70,71.
39. *Белов Г.* Миноискатели. – Техника и вооружение. 1982, №5, с. 36–37.
40. *Ивашов С.И., Развиг В.В., Илющенко Р.Р. и др.*Использование методов дистанционного зондирования в операциях по гуманитарному разминированию. – Наукоемкие технологии, 2002, т. 3, № 6, с. 27–37.

Глава 9

Программно-аппаратные средства для подповерхностного зондирования и вторичной обработки информации слоистых сред*

Во многих практически-важных случаях применения подповерхностных радаров среда распространения сигналов может быть описана моделью в виде многослойного диэлектрика с различными значениями комплексной диэлектрической проницаемости (КДП). Сюда относятся случаи исследования дорожных конструкций, грунтово-гидрологические изыскания, обследование искусственных сооружений и т.п. Задача определения координат объектов в слоистой среде и расчета толщины слоев является актуальной для многих конкретных прикладных задач. Например, при исследовании подповерхностными радарами автомобильных дорог, важно контролировать толщину слоев дорожных одежд, определять глубину нахождения кабелей и водопропускных труб. При этом число слоев может изменяться от трех-четырех, до восьми–десяти. При этом, при наличии априорной информации о физических свойствах сред, возможна разработка эффективных численных алгоритмов обработки информации, позволяющих восстановить диэлектрическую проницаемость сред и их толщину. Ниже приведены алгоритмы, позволяющие находить толщины слоистых сред, и их реализация с помощью разработанного комплекса аппаратуры в программном пакете GDW [5].

9.1. Алгоритмы определения глубин объектов в слоистых средах

Во многих работах по подповерхностной локации слоистую среду представляют в виде многослойной структуры с некоторым дискретным шагом по глубине [1, 2, 3] и с коэффициентами отражения от слоев ρ_i (рис. 9.1)

$$\rho_i = \frac{\sqrt{\varepsilon_{i-1}} - \sqrt{\varepsilon_i}}{\sqrt{\varepsilon_{i-1}} + \sqrt{\varepsilon_i}}. \qquad (9.1)$$

В предположении, что распространяется плоская волна и среда не является частотно зависимой, по отраженному сигналу $u_0(t)$ можно восстановить все коэффициенты отражения от слоев и, используя соот-

* Авторы: А. В. Андриянов, Н. А. Лушников, А. М. Кулижников

ношение (9.1), определить значения эффективной диэлектрической проницаемости слоев, а после этого восстановить и глубину отражающих объектов. Рекуррентные соотношения получим из диаграммы распространения сигналов в секции с номером k

$$e_k^i = e_{k+1}^i + (f_k^i - e_{k+1}^i)\rho_k ;$$

$$f_{k+1}^{i+1} = f_k^i + (f_k^i - e_{k+1}^i)\rho_k ,$$

где f_k^i – амплитуда волны, падающей на границу раздела k в момент времени i; e_k^i – амплитуда волны, отраженной на границе раздела k в момент времени i.

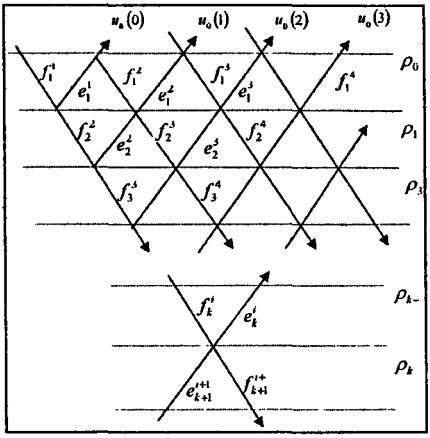


Рис. 9.1. Диаграмма, поясняющая формирование сигналов, проходящих через слоистую среду

В последней секции ($k=N$)

$$e_k^k = +f_k^k \rho_k , f_{k+1}^{k+1} = f_k^k (1+\rho_k) . \qquad (9.4)$$

Введем такую сетку дискретных слоев, при которой интервал дискретизации соответствует дискретности слоев по глубине. Тогда отраженный сигнал в момент времени $t=0$ зависит только от коэффициента ρ_0, а в момент времени $t=1$ от коэффициентов ρ_0 и ρ_1. Для получения рекуррентной процедуры оценки коэффициентов ρ_k необходимо на шаге с номером k оценить $k+1$ волн, идущих в прямом направлении, и значения коэффициентов отражения от предыдущих слоев. Эти коэффициенты могут быть найдены рекуррентно из соотношений (9.2) и (9.3).

Выражения для расчета можно записать в виде

$$\rho_k = (u_0(k) - u_p) \Big/ \prod_{j=1}^{k-1} (1-\rho_j^2) ;$$

$$u_p = \sum_{i=0}^{k-1} f_i^k \rho_i \prod_{j=0}^{k-1} (1-\rho_j) .$$

Исследование нескольких методов восстановления профиля слоистой среды, полученных на основе этих выражений и их модификаций проведено в [1]. В целом можно сказать, что их использование приводит к большим погрешностям вследствие неточного определения начального момента сигнала, наличия рефракции, дисперсионных свойств среды и потерь. Практическое использование алгоритма ограничено чрезвычайно высокой чувствительностью к погрешностям исходных данных.

Модель слоистой среды, когда число слоев определяется не исходя из требования ее дискретного представления с малым шагом, а из априорных физических сведений о параметрах или результатах предварительных исследований, разработана в [3]. При этом для каждого слоя КДП задается, либо исходя из модели увлажненного грунта, содержащего четыре компоненты: твердую породу, свободную и связанную воду и воздух [4], либо из априорных данных.

Глубина нахождения объекта в слоистой среде может быть найдена из выражения

$$Z = \frac{ct_p}{2\sqrt{\varepsilon_p}} + \sum_{d=1}^{P-1} \frac{ct_d}{2\sqrt{\varepsilon_d}}, \quad P = 1, 2, ..., D, \tag{9.5}$$

где t_d – задержка сигнала в слое d среды; ε_d – действительная часть КДП слоя d среды; D – число слоев в среде; P – слой среды, содержащий объект; t_p – задержка сигнала от начала слоя P до объекта.

Из выражения (9.5) следует, что погрешность определения местоположения объекта по глубине зависит от точности задания местоположения границ раздела слоев в среде и действительная часть КДП этих слоев ε_d, $d = 1, 2, ..., P$.

Структура и толщина слоев зондируемой среды во многих случаях априорно известны или могут быть определены экспериментально (шурф, керн). Использование априорной информации о среде позволяет уменьшить погрешность при определении координаты глубины в многослойных средах. Для этого при обработке информации на изображении профиля подповерхностной среды расставляются границы раздела слоев среды (τ_0, τ_1, τ_2, ... τ_D), указывая их толщины (h_1, h_2, ... h_D). Это позволяет определять диэлектрическую проницаемость каждого слоя ε_d и задержку распространения t_d

$$\varepsilon_d = \left(ct_d/(2h_d)\right)^2; \tag{9.6}$$

$$t_d = \tau_d - \sum_{i=0}^{d-1} \tau_i, \tag{9.7}$$

где τ_d – задержка сигнала до $(d+1)$-й границы раздела среды; h_d – толщина слоя d среды; $t_{см}$ – задержка смещения сигнала; D – число слоев.

При отсутствии априорной информации о толщинах слоев, на изображении экспериментально измеренного подповерхностного профиля указываются границы раздела слоев среды (τ_1, τ_2, ..., τ_D) и вводят табличные значения диэлектрической проницаемости сред для каждого из этих слоев (ε_1, ε_2, ..., ε_D).

При исследовании дорожных одежд значения диэлектрической проницаемости слоев асфальтобетона, щебня, песка обычно известны, что позволяет определять толщину каждого слоя (h_1, h_2, ... h_D)

$$h_d = \frac{ct_d}{2\sqrt{\varepsilon_d}},\ d = 1, 2, ..., D. \qquad (9.8)$$

Глубина залегания подповерхностного объекта или толщина слоя среды вычисляется с использованием соотношений (9.5)–(9.8)

$$Z = \left(t - t_{\text{см}} - \sum_{d=1}^{P-1} t_d \right) \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_P}} + \sum_{d=1}^{P-1} \frac{ct_d}{2\sqrt{\varepsilon_d}}, \qquad (9.9)$$

где P – слой среды, содержащий объект; ε_P – диэлектрическая проницаемость слоя P среды.

9.2. Программно-аппаратные средства подповерхностного зондирования

Для исследования слоистых сред нами разработан программно-аппаратный комплекс, в состав которого входят ПЭВМ, блок геолокатора, антенна, датчик пути. Этот комплекс предназначен для установки на автомобиль. На рис. 9.2 показаны внешний вид блока геолокатора и экранированной ТЕМ-антенны диапазона частот 0,5–6 ГГц. На рис. 9.3 представлена геолокационная система, смонтированная на легковом автомобиле. Основные технические характеристики геолокатора представлены в табл. 9.1.

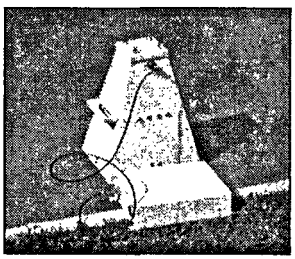


Рис. 9.2. Внешний вид геолокатора ГРВР-02 с ТЕМ-антенной

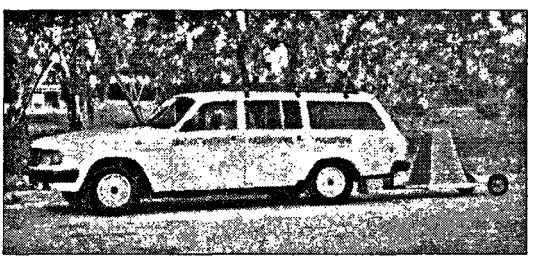


Рис. 9.3. Геолокационная система ДРЛ-02 на базе автомобиля

Таблица 9.1.

Техническая характеристика	Значение
Длительность зондирующих импульсов, нс	0,2–5
Полоса частот регистратора, ГГц	1–10
Число точек на временной реализации	16–2048
Частота следования зондирующих импульсов, МГц	1
Интерфейс с ЭВМ	LPT порт
Операционная система сбора информации	Windows 2000
Напряжение/ток питания, В/А	9…15/0,9
Размеры геолокатора (без антенны), мм	260×210×80

Геолокатор позволяет менять антенные системы и генератор зондирующих импульсов для адаптации к среде измерений и реализации оптимального соотношения разрешение – глубина зондирования. Использование зондирующего сигнала длительностью 0,2 нс позволяет получить разрешающую способность в среде с диэлектрической проницаемостью 2 около 2 см, однако глубина зондирования при этом составляет 30–40 см. Высокая частота повторения зондирующих импульсов и производительный LPT порт ЭВМ для сбора информации обеспечивают скорость движения радара по поверхности до 30–40 км/ч, что необходимо для исследования протяженных участков автомобильных дорог. Антенная система предназначена для работы с воздуха и позволяет реализовывать моностатический и бистатический режимы работы.

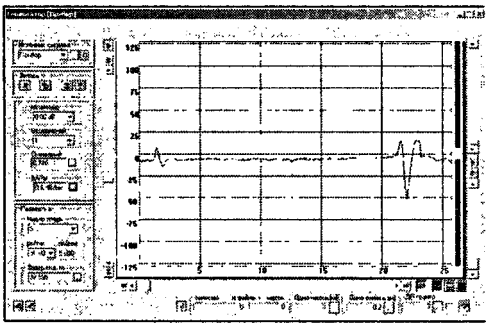


Рис. 9.4. Меню программы Geoscan с изображением зондирующего сигнала длительностью 1 нс

Первичная обработка информации выполняется программой Geoscan, позволяющей записывать информацию на жесткий диск ЭВМ в процессе ее поступления, усреднять данные, вносить отметки пути и специальные метки оператора, выводить информацию на дисплей в цветовом виде. Несмотря на проблемы, возникающие с обработкой прерываний в операционной системе Windows, программное обеспечение работает без пропусков информации при движении локатора по поверхности. Основное меню управления параметрами регистрации программы первичной обработки приведено на рис. 9.4.

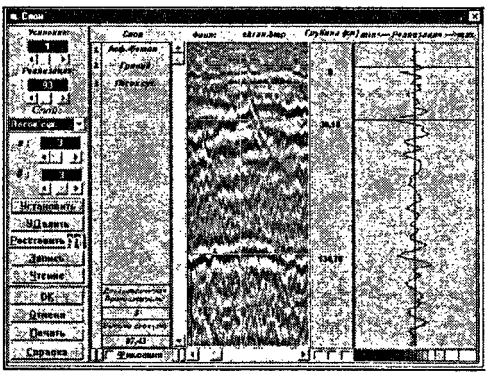


Рис. 9.5. Меню программы вторичной обработки слоистой среды.

Слева направо вертикальные полосы отображают панели: управления параметрами, отображения параметров слоев, отображения подповерхностного профиля, отображения выбранной реализации отраженного сигнала

Вторичная обработка информации позволяет осуществлять детальный анализ и выполняется с использованием программы GDW [5]. На рис. 9.5 приведено меню программы вторичной обработки информации, позволяющее

задавать параметры слоистых сред для расчета глубины в соответствии с алгоритмом, описанным в п. 9.1. Слева направо вертикально расположены окна, позволяющие управлять параметрами слоев и отображать их, представлять волновую картину полученного профиля и отображать выбранную реализацию отраженного сигнала. После задания параметров слоев временна́я координата пересчитывается в глубину, позволяя существенно повысить точность определения положения отражающих объектов и границ слоев.

При исследовании слоистой конструкции, например, дорожной одежды, толщина отдельных слоев может составлять всего 2–4 см, поэтому для улучшения качества интерпретации результатов нами используются алгоритмы выравнивания начальной задержки сигналов отраженных от верхнего слоя асфальта, инверсной фильтрации, выделения положительной огибающей с помощью преобразования Гильберта, вычитание осредненного сигнала.

9.3. Результаты экспериментального исследования верхнего слоя асфальтобетона (дорожного покрытия) при движении радара над поверхностью

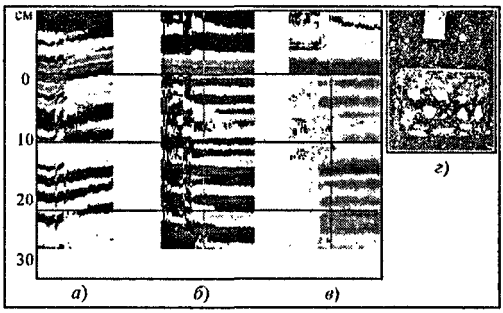


Рис. 9.6. Исходный подповерхностный профиль среды:
а – исходный профиль; *б* – профиль после выравнивания верхней границы и инверсной фильтрации; *в* – профиль после преобразования Гильберта; *г* – керн исследуемого участка слоистого асфальта

Профиль, изображенный на рис. 9.6, представляет результат записи сигнала от участка поверхности, на котором вначале располагался металлический лист (примерно треть длины участка), а затем размещался исследуемый участок дорожного покрытия. Поскольку сигнал получен при ручном перемещении радара над поверхностью, то на исходном профиле (рис. 9.6,*а*) заметны вертикальное смещение сигналов, вызванное непостоянством высоты поднятия радара. Это смещение устраняется программным выравниванием первого отраженного сигнала от верхнего слоя. Сигнал, отраженный от металлического листа был принят в качестве аппаратной функции для алгоритма инверсной фильтрации. Из рис. 9.6,*б* видно, что после обработки форма сигнала, отраженного от металлического листа, близка к моноимпульсу одной полярности и позволяет выделить подповерхностные слои асфальта без перекрытия.

Перед проведением ремонтно-восстановительных работ дорожной одежды необходима информация о ее состоянии. На основании этой информации назначают вид ремонта, толщину слоев усиления, глубину фрезерования существующего покрытия и т.п. С целью получения объективных данных о дорожной одежде, в последние годы в России и за рубежом все шире применяются высокопроизводительные приборы неразрушающего контроля – геолокаторы, которые позволяют получать данные о конструкции на участках значительной протяженности и даже по всей исследуемой площади. Однако в настоящее время наиболее часто информацию о дорожной одежде получают анализируя керны, отобранные из дорожной одежды. Согласно СНиП 1.02.07-87 «Инженерные изыскания для строительства», для оценки состояния дорожной одежды требуется выполнять бурение одной скважины на 500 пог. м дороги. Как показывает практика, толщина конструкции дорожной одежды на участке такой длины может значительно изменяться, поэтому очевидно, что отбор кернов, производимый произвольно, не может объективно характеризовать состояние дорожной одежды на протяженном участке дороги, поскольку скважина может оказаться не в характерном месте. Как видно из представленного на рис. 9.7 продольного геологического разреза дорожной одежды, полученного с помощью геолокатора, толщина покрытия на 20–30 м длины может изменяться в 1,5 раза. Данный пример позволяет понять, насколько бывает велика ошибка при выборе стратегии ремонтных работ в зависимости от места отбора керна.

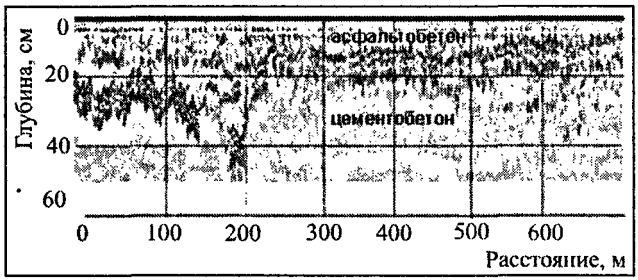


Рис. 9.7. Радарограмма дорожной одежды (Москва, ул. Минская)

Для исследования подповерхностных сред, в России применяется целый спектр приборов отечественного и импортного производства. В табл. 9.2–9.5 приведены технические характеристики георадаров, применяемых в России: «ДРЛ» (рупорные антенны), скорость движения – до 50 км/ч; «Лоза» серии «Грот» (дипольные антенны), скорость движения – до 3 км/ч; Зонд-12С (контактные антенны), скорость движения – до 20 км/ч; Sir systems, скорость движения – определяется типом применяемых антенн.

Таблица 9.2.

Антенная система	Глубина зондирования, м	Размеры, см	Разрешающая способность, м	Масса, кг
2000 МГц	до 0,50	600 × 400 × 800	0.02…0.03	6
1000 МГц	до 1,5	600 × 400 × 800	0,04	6
250 МГц	до 4	950 × 1000 × 1000	0,25	12

Таблица 9.3.

Характеристики среды	Глубина зондирования, м	Разрешение по глубине, м	Разрешение по горизонтали, м
Пресноводный лед	250	0,1	0,5
Известняк	>60	0,1	0,5
Сухой песок	>50	0,1	0,5
Влажный песок	25	0,1	0,5
Глина	8	0,1	0,5

Таблица 9.4.

Антенная система	Размеры, см	Масса, кг	Глубина зондирования, м
2000 МГц	27 × 13 × 13	1.5	0,5
1000 МГц	30 × 20 × 17	4.0	1,2
900 МГц	43 × 22 × 4	2	1,7
500 МГц	69 × 32 × 4	4	3
300 МГц	98 × 52 × 4	10	5
28-150	–	3–6	10

Таблица 9.5.

Модель	Глубина зондирования, м	Центральная частота, МГц	Габариты, см	Масса, кг
5100	до 0,50	1500	3.8 × 10 × 16,5	1,8
4108	до 1	1000	60 × 22 × 19	5,0
3101D	до 1	900	8 × 18 × 33	2,3
5103	до 3	400	30 × 30 × 20	4,6
5106	до 9	200	60 × 60 × 30	20
3207AP	до 15	100	25 × 96 × 200	28
Suberho-70	до 25	70	120 × 15 × 26	4
Suberho-40	до 35	40	200 × 15 × 26	5
3200MLF	до 40	16,20,35,40,80	120–600	17–25

Специалистами РОСДОРНИИ в течение последних лет накоплен значительный опыт применения геолокатора ДРЛ-2 для обследования дорожных конструкций. Результаты обследования дорожных одежд с помощью геолокатора, свидетельствуют о высокой эффективности его применения. К настоящему времени установлено, что прибор позволяет

определять число слоев дорожных покрытий и оснований, изменение их толщины, границу зоны увлажнения дорожной одежды и земляного полотна, недоуплотненные зоны или инородные включения в грунте, а также его однородность. Эти и другие отклонения часто являются основными причинами последующих разрушений дорожной одежды.

Получаемые с помощью геолокатора данные в некоторых случаях позволяют составить достаточно объективный прогноз изменения состояния дорожного покрытия. Это утверждение базируется на данных, полученных нами в период наблюдения за покрытием на одной из подмосковных дорог. Результаты наблюдений свидетельствуют о том, что трещины на покрытии возникали именно в тех местах, где были обнаружены массивы грунта, более увлажненного, чем на смежных участках [6]. Причем видимых причин этого явления при внешнем осмотре дороги и прилегающей местности обнаружено не было. Очевидно, что бороться с трещинами на таких участках косметическими методами бесполезно. Но при наличии соответствующей объективной информации возможно заранее, до появления разрушений, запроектировать, например, дренажи или частичную замену грунта вдоль откоса насыпи. Естественно, что своевременные мероприятия, основанные на оперативной и объективной информации, позволят рационально и с максимальным эффектом использовать имеющиеся ресурсы.

Еще одной областью применения геолокатора может быть его использование для определения толщины асфальтобетона, уложенного на цементобетон. Такую информацию чрезвычайно важно получать перед фрезерованием покрытия, например, на путепроводах или в других местах, где максимальная толщина асфальтобетона ограничена. При этом, в случае заглубления фрезы до цементобетона, ее дорогостоящий рабочий орган может выйти из строя. Специалистами ГП РОСДОРНИИ, по просьбе одной из строительных фирм, летом 2001 г. было выполнено обследование участка Минской улицы Москвы на предмет определения толщины асфальтобетонного слоя. На рис. 9.7 показан фрагмент радарограммы, полученной на этой улице. Минимальная толщина асфальтобетона оказалась равной 11см, поэтому была назначена толщина снимаемого слоя, равная 9 см. Таким образом, полученная информация способствовала в сжатые сроки и без потерь выполнить замену дефектного асфальтобетонного слоя без поднятия уровня бордюра, что сэкономило значительные средства.

Следует отметить, что сам по себе геолокатор обеспечивает получение только качественной информации о дорожной одежде. Для получения количественных данных необходимо в нескольких местах обследуемого участка дороги, пробурить дорожную одежду и откалибровать геолокатор. При этом, как показывает практика, толщина слоев может определяться довольно точно, например, на Минской улице удалось достигнуть погрешности измерений, не превышающей 1 см.

Объективность данных, получаемых с помощью геолокатора, во многом зависит от степени совершенства его программного обеспечения. К сожалению, до настоящего времени не создано программ автоматической обработки результатов. Причем большинство программ ориентировано на поиск отдельных неоднородностей, например, захоронений, пустот, инженерных коммуникаций, полезных ископаемых и т.п., диэлектрические свойства которых, как правило, приблизительно известны и значительно выделяются на окружающем их фоне.

Обследование дорожных конструкций георадарами, в отличие от грунтово-гидрологических изысканий, имеет ряд специфических особенностей. При обследовании автомобильной дороги значения диэлектрической проницаемости отдельных слоев дорожной одежды очень близки, а в некоторых случаях могут быть одинаковыми, поэтому обнаружить границы этих слоев достаточно сложно, причем чаще всего конструкция дорожной одежды и земляного полотна заранее не известны. Обследуемая дорожная одежда – слоистая конструкция, поэтому часто затруднительно выявить квазиплоские границы слоев, поскольку они не вызывают локальных искажений сигналов. Отраженные от таких границ сигналы формируют «полосатые» картинки, из которых сложно выделить полезную информацию. Как правило, хороший отраженный сигнал получается при отражении от достаточно ровной поверхности слоя и при значительном различии между значениями диэлектрической проницаемости материалов контактирующих слоев. Причем первое условие является более весомым. Для выявления полезного сигнала иногда целесообразно выполнять операцию «вычитание среднего по массиву». Это в ряде случаев значительно облегчает интерпретацию результатов, но, с другой стороны, ослабляет полезный сигнал. Для иллюстреции сказанного на рис. 9.8,*а, б* показаны радарограммы до и после процедуры вычитания соответственно.

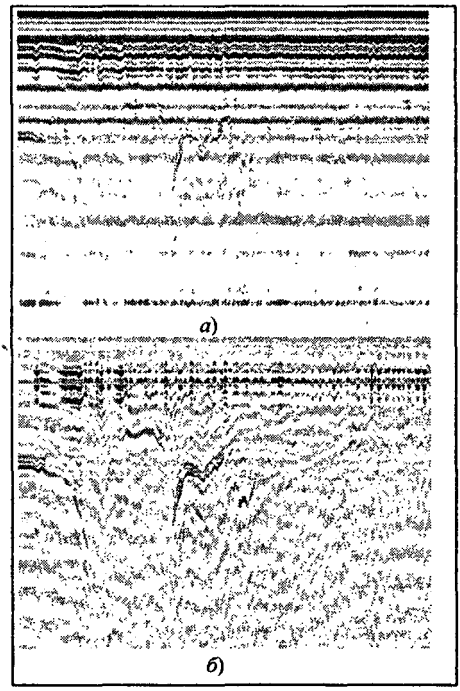


Рис. 9.8. Радарограммы: *а* – исходная; *б* – после процедуры вычитания среднего

Еще одним существенным фактором, оказывающим влияние на получаемые результаты, является наличие на дороге автомобилей, от которых может отражаться сигнал, зондируемый передающей антенной. Наложение такого паразитного сигнала на полезный, может значительно уменьшить соотношение сигнал/шум, что неизбежно вызовет затруднение при обработке данных. Это особенно актуально при высоком значении коэффициента усиления или значения ВАРУ. Иногда, с целью увеличения глубины сканирования, эти значения завышают, не уделяя должного внимания внешним факторам, влияющим на сигнал. Вообще около 50% успеха при обработке данных зависит от правильности настройки прибора перед испытаниями. Важнейшими параметрами при этом являются – число точек на реализацию, число усреднений, усиление сигнала и время на одну точку. Число точек на одну реализацию определяет разрешение по глубине и саму глубину сканирования, а также время обработки и записи информации в компьютер. Увеличение числа усреднений обеспечивает получение более четкой радарограммы, за счет фильтрации случайных помех, но снижает быстродействие прибора. Усиление сигнала облегчает дальнейшую интерпретацию радарограммы однако установка чрезмерно высокого коэффициента усиления приводит к появлению ложных сигналов (например, влияние посторонних объектов, расположенных сбоку или сверху от антенны геолокатора).

При использовании в процессе обследования автомобильной дороги одной рупорной антенной, она располагается на некотором расстоянии от поверхности. В этом случае принимаемый сигнал, многократно отражаясь от поверхности и внутри прибора, отображается на радарограмме в виде чередующихся цветных или черно-белых полос, которые также затрудняют интерпретацию данных. Применение двух антенн – приемной и передающей, дает положительный эффект, заключающийся в том, что приемник георадара регистрирует более «чистый» отраженный сигнал.

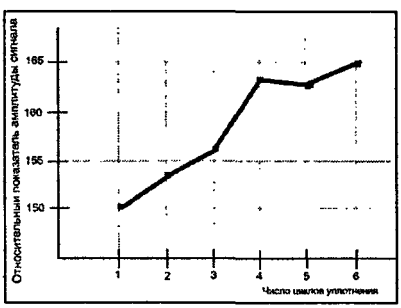


Рис. 9.9. Зависимость амплитуды отраженного сигнала от числа циклов уплотнения щебеночного слоя

В 2004 г. в РОСДОРНИИ были проведены исследования по использованию георадара для оценки степени уплотнения конструктивных слоев дорожных одежд. Работы проводились на асфальтобетонном и щебеночном слоях. В процессе эксперимента наблюдали за изменением амплитуды отраженного сигнала при последовательном уплотнении материала. Установлено, что с увеличением плотности слоя, сигнал по амплитуде постепенно увеличивается (см. рис. 9.9) [7]. Это

легко объясняется тем, что уплотнение материала сопровождается вытеснением воздуха и увеличением диэлектрической проницаемости слоя, что увеличивает коэффициент отражения его поверхности.

Достоверность результатов, получаемых с помощью георадаров, в значительной степени зависит от правильности установки диэлектрической проницаемости. Ее величина определяется материалом, из которого состоит среда и частотой, на которой работает прибор. Ниже в табл. 9.6 приведены значения диэлектрической проницаемости различных материалов для частот от 250 до 2000 МГц. (минимальные значения диэлектрической проницаемости относятся к сухому материалу, максимальные – к водонасыщенному).

Таблица 9.6.

Материал	Диэлектрическая проницаемость	Проводимость, См/м
Дорожная конструкция	5...10	0,0002 ... 0,00002
Горная порода	4...10	0,01 ... 0,00001
Глина	4...16	0,05 ... 0,0002
Суглинок	2.5...19	0,021 ... 0,00011
Песок	3...25	0,007 ... 0,00002
Торф влажный	50...78	0,002 ... 0,001
Морена	9...25	0,01 ... 0,0001
Ил	9...23	0,001 ... 0,0001
Металл	1...2	1000000
Лед	3...4	0,001
Вода	80...81	0,002 ... 0,001
Воздух	1	0

Выводы

Результаты проведенных исследований показывают, что применение геолокатора для решения задач дорожной отрасли целесообразно. Это обеспечивает проектировщикам условия для дифференцированного, целевого назначения мероприятий по реконструкции дорожных одежд. Своевременная реализация таких мероприятий позволит предотвращать досрочное разрушение дорожных одежд за счет возможности прогнозирования изменения их состояния и принятия адекватных решений.

Литература к главе 9

1. *Андриянов А.В. Шпак И.И.* Цифровая обработка информации в измерительных приборах и системах. – Минск.: Вышэйшая школа, 1987.
2. Применение цифровой обработки сигналов / Под ред. *А.В. Оппенгейма.* – М.: Мир, 1980.
3. *Терешенков Д.А.* Разработка и исследование методов обработки сигналов в задачах подповерхностного зондирования электромагнитными импульсами. – Дисс. на соиск. уч. ст. к.т.н. – Н.-Новгород: НТУ, 1998.
4. *Андреев Г.А., Заенцев Л.В., Яковлев В.В.* Радиоволновые системы подповерхностного зондирования. – Зарубежная радиоэлектроника, 1991, № 2, с. 3–22.
5. *Андриянов А.В.* Алгоритмы обработки информации подповерхностного зондирования и их реализация в программном пакете GEODATA. – Наст. сб., гл. 4.
6. *Кретов В.А., Гладков В.Ю., Лушников Н.А., С.В.Лаврухин С.В.* Результаты совместного визуального и радарного наблюдения за состоянием покрытия и земляного полотна. – Труды РОСДОРНИИ, М., 2000, с. 93.
7. *Лушников Н.А., Кравец Н.В.*. Некоторые аспекты совершенствования георадарных технологий. – Тезисы докладов 4-й междун. научно-практической конференции «Георадар 2004». – М.: МГУ, 2004, с. 51–53.

Глава 10

Развитие георадаров серии «ОКО»*

Радиотехнический прибор подповерхностного зондирования (в общепринятой терминологии – георадар) представляет собой портативный радиолокатор, который в отличие от классического, направляет зондирующие электромагнитные импульсы в исследуемую среду, а не в свободное пространство. Исследуемой средой может быть земля (отсюда наиболее распространенное название – георадар), вода, стены зданий и т.п.

Передающая антенна георадара излучает электромагнитные импульсы, которые для получения высокой разрешающей способности имеют очень малую длительность (единицы и доли наносекунды) и достаточно широкий спектр излучения. Выбор длительности импульса является компромиссом между необходимой глубиной зондирования и разрешающей способностью прибора. Для формирования зондирующих импульсов используется возбуждение широкополосной передающей антенны перепадом напряжения (ударный метод возбуждения).

Излучаемый в исследуемую среду импульс отражается от находящихся в ней предметов (как металлических, так и неметаллических), или любых неоднородностей, имеющих отличную от среды диэлектрическую проницаемость или проводимость. После этого сигнал принимается приемной антенной, преобразуется в цифровой вид и запоминается для дальнейшей обработки.

При перемещении (сканировании) георадара по поверхности исследуемой среды на экран монитора выводится совокупность сигналов (профиль), по которому можно определить местонахождение, глубину залегания и протяженность объектов. В [1] отражены физические основы георадиолакации, а также разобраны методические вопросы.

10.1. Описание георадаров серии «ОКО»

ООО «Логические системы» совместно с ОАО НИИ Приборостроения им. В.В. Тихомирова (г. Жуковский Московской обл.) занимается разработкой и производством георадаров, а также проведением опытно-методических работ совместно с НПЦ «Геотех».

Основная задача, успешно решенная за последние несколько лет, – создание серийно выпускаемого, высоконадежного, мобильного, многоцелевого георадара, способного безотказно работать в неблагоприятных климатических условиях и выдавать результаты зондирования непосредственно в полевых условиях в максимально понятном для пользователя виде.

---

* Авторы: Н. П. Семейкин, В. В. Помозов, А. В. Дудник

На сегодняшний день в состав георадара «ОКО» входят семь сменных антенных блоков с различной центральной частотой спектра излучаемого сигнала. В зависимости от поставленной задачи георадарных исследований выбираются соответствующие типы антенных блоков. Низкочастотные антенны используются для обнаружения или обследования объектов, располагающихся на глубинах до 10–30 м, в то время как высокочастотные антенны позволяют детально обследовать первые метры разреза.

Особое внимание при производстве георадаров «ОКО» уделяется повышению надежности. Каждый антенный блок и все входящие устройства проходят полный цикл климатических (в диапазоне температур от –30 до +50°С) и механических испытаний (удары, вибрация, транспортная тряска). В таблице представлен перечень антенных блоков и их основные характеристики.

Таблица

Антенные блоки	Центральная частота, МГц	Габариты антенных блоков, мм	Максимальная глубина зондирования, м**	Разрешающая способность по глубине, м	Масса антенных блоков, кг
АБД	25–100	–	30	0,5–2,0	6,0
АБ-150	150	1580/620/160	12	0,35	22,0
АБ-250	250	1040/430/110	8	0,25	14,0
АБ-400	400	680/275/120	5	0,15	8,0
АБ-700	700	470/160/170	3	0,1	2,0
АБ-1200	1200	400/160/180	1,5	0,05	2,4
АБ-1700	1700	205/165/135	1	0,03	1,5

**для грунта с диэлектрической проницаемостью 4...6 и удельным затуханием 1...2 дБ/м (влажный песок, известняк, скальные породы, мерзлый грунт)

Достигнута высокая производительность зондирования – скорость перемещения при сборе информации может достигать 20–30 км/ч, так как обмен между антенным блоком и регистрирующим устройством (ноутбуком, карманным компьютером, или специализированным блоком обработки) происходит по интерфейсу RS-485 со скоростью 5 МБод. При этом реальная скорость принятия выборок составляет до 150 трасс в секунду. Высокая скорость перемещения антенного блока без потери информации особенно важна при обследовании протяженных объектов, таких как дороги, взлетно-посадочные полосы и т.д.

Георадар «ОКО» может комплектоваться радиомодемом, что позволяет производить дистанционное управление прибором и осуществлять передачу информации в реальном масштабе времени от антенного

блока к регистрирующему устройству в радиусе до 100 м. Для привязки результатов зондирования к местности, а также для построения трехмерных георадарных изображений разработаны датчики перемещения различного вида, в том числе предусмотрена возможность сопряжения датчика перемещения со спидометром буксирующего антенный блок автомобиля. Для привязки координат предусмотрено использование приемников спутниковых навигационных систем GPS и GLONASS.

Для управления георадаром в сложных условиях в большом диапазоне температур и высокой влажности разработан специализированный блок обработки (рис. 10.1) на базе сигнального процессора. Блок обработки предназначен для записи георадиолокационных профилей и первичной обработки полученного материала. Накопление информации осуществляется на Flash-память емкостью 128 Мб.

Прибор работает со всеми типами антенн георадара серии «ОКО» и позволяет реализовать все необходимые режимы съемки. Обмен данными между блоком обработки и персональным компьютером осуществляется по интерфейсу Ethernet. Наличие влагозащищенного корпуса, герметичных кнопок управления и высококонтрастного экрана с подсветкой позволяют эксплуатировать прибор в неблагоприятных погодных условиях – в дождь, в мороз (без подогрева до –20°С), при ярком солнце. Питание прибора производится от встроенного никель-металл-гидридного аккумулятора с возможностью подключения внешнего источника питания (время работы без подзарядки более 12 ч). Во время полевых работ прибор размещается в защитном кофре для подвески на ремне.

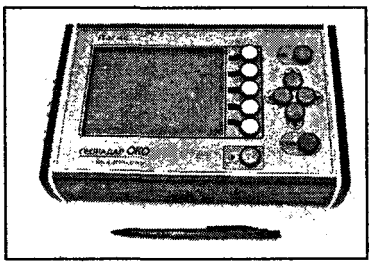


Рис. 10.1. Блок обработки

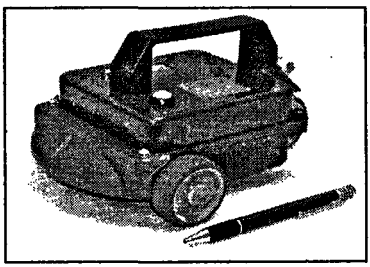


Рис. 10.2. Антенный блок АБ-1700

Специально для обследования строительных конструкций разработан антенный блок АБ-1700 (рис. 10.2), позволяющий обнаруживать и документировать расположение арматуры и прочих протяженных и точечных объектов из металлических и неметаллических материалов, а также производить дефектоскопию строительных конструкций. Наличие встроенного датчика перемещения позволяет точно локализовать обнаруженные объекты. Антенный блок АБ-1700 также применяется для определения толщины асфальтового покрытия и выделения слоев в толще асфальта.

Специально для работы с антенным блоком АБ-1700 в программном обеспечении георадара (программа GeoScan32) был введен режим обработки «Обнаружение арматуры», позволяющий оперативно получать результаты зондирования в виде специализированной таблицы.

10.2. Возможные применения георадаров «ОКО» [2]

За последнее время были успешно проведены опытно-методические работы по возможности использования георадара «ОКО»:

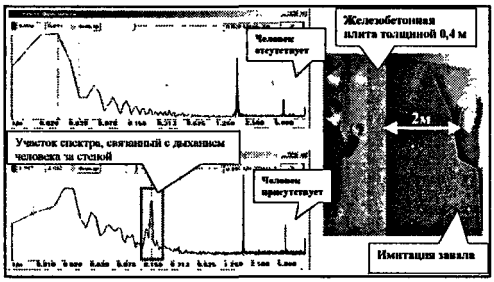


Рис.10.3. Обнаружение человека в завале

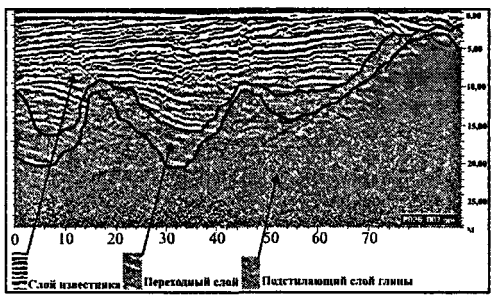


Рис. 10.4. Георадиолокационный профиль, полученный георадаром «ОКО» с антенным блоком АБ-150 при исследовании продуктивного слоя известняков (черными линиями выделены подошва слоя известняков и переходный слой)

в качестве подводной системы охраны периметра особо важных объектов;

для обнаружения людей, погребенных в завалах в результате взрывов, землетрясений или других стихийных бедствий по их дыханию (рис. 10.3) за счет вычитания сигналов, отраженных от неподвижных объектов достигается высокая чувствительность при обнаружении колебаний грудной клетки при дыхании человека за стеной. Сведения о проведении подобных экспериментов для РЛС с непрерывным излучением были ранее опубликованы в [3];

для обследования скважин – разработан скважинный вариант георадара высокого разрешения диаметром 4,9 см в двух модификациях: радиальный вариант, имеющий направленную в радиальном направлении антенную систему, обеспечивающую подавление излучения в задней зоне на уровне 30 дБ, и осевой вариант с направленной в осевом направлении антенной системой;

для решения инженерно-геологических задач – разработан опытный образец экранированного антенного блока АБ-90 с увеличенной до 15–20 м глубиной зондирования. На сегодняшний день антенный блок АБ-90 проходит испытания.

Приведенные на рис. 10.4–10.6 примеры иллюстрируют применение георадара «ОКО» в различных областях георадиолокационных исследований.

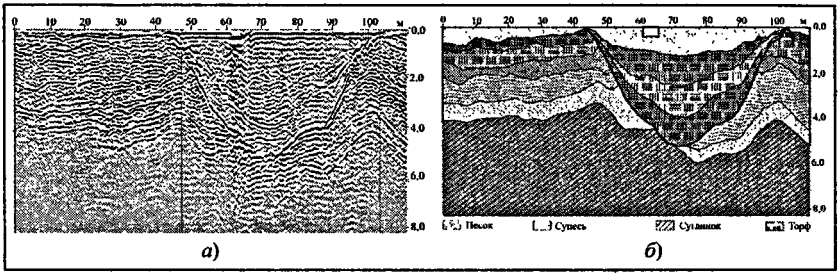


Рис. 10.5. Георадиолокационный профиль, полученный георадаром «ОКО» с антенным блоком АБ-150 при инженерно-геологическом исследовании торфяного болота:
а – исходный георадиолокационный профиль; *б* – результат интерпретации георадиолокационного профиля

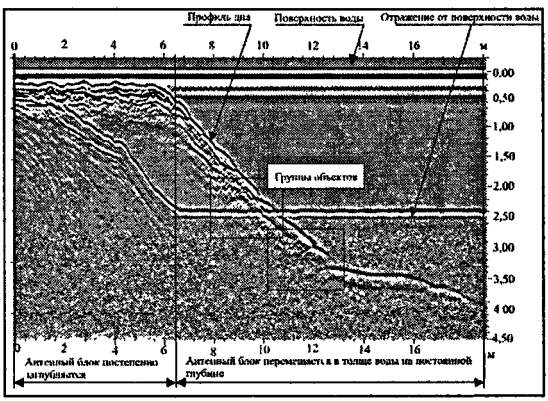


Рис. 10.6. Георадиолокационный профиль, полученный георадаром «ОКО» с антенным блоком АБ-400 в подводном исполнении при подводном зондировании профиля дна сильноминерализованного водоема с целью обнаружения объектов на глубине (антенный блок располагался в толще воды на глубине 2,5 м; при зондировании данного водоема с поверхности воды дно терялось на глубине 1,5 м)

Выводы

Развитие и совершенствования георадарных технологий за последние годы должно способствовать оперативному внедрению георадаров в различные области народного хозяйства. Среди нестандартных применений видеоимпульсных георадаров можно выде-

лить задачу обнаружения людей в завалах или схронах. Использование герметизированных антенных блоков позволяет увеличить глубинность исследования подводных объектов.

Литература к главе 10

1. *Владов М.Л., Старовойтов А.В.* Введение в георадиолакацию. Учеб. пособие. – М.: МГУ, 2004.
2. *Семейкин Н.П., Помозов В.В., Дудник А.В.* Некоторые результаты применения георадара «ОКО»». – Тез. докладов 4-ой Международной научно-практической конференции «Георадар-2004». – М.: МГУ, 2004.
3. *Бугаев А.С. и др.* Обнаружение и дистанционная диагностика состояния людей за препятствиями с помощью РЛС. –Радиотехника, 2003, № 7, с. 42–47.

Глава11

Применения георадаров серии «Герад» для зондирования водоемов, инженерных коммуникаций и железнодорожных насыпей*

Георадиолокация является наиболее быстро развивающимся методом в сфере инженерно-геофизических исследований. В ней удачно соединились достоинства высокочастотной импульсной электроразведки и передовые технологии сейсморазведки. Георадиолокационный метод является, по-видимому, самым производительным и технологичным среди других геофизических методов, применяемых для решения инженерно-геологических, гидрогеологических, экологических и геотехнических задач [1, 2].

Основой метода георадиолокации является отражение электромагнитной волны от границ между средами, имеющими различные диэлектрические свойства. Расположенная на поверхности изучаемой среды передающая антенна излучает импульс радиоволн высокой частоты – от десятков мегагерц до единиц гигагерц. Проходя в среду через приповерхностные слои, некоторая часть энергии волны отражается от слоев с разной диэлектрической проницаемостью. На этом явлении основан метод обнаружения инородных предметов в исследуемой среде.

Наземные радиолокаторы подповерхностного зондирования, в которых применяется ударное возбуждение антенны, работают обычно в диапазоне частот 50–500 МГц [3, 4]. Нижняя граница чаще всего выбирается около 100 МГц. Такие радиолокаторы успешно применялись для зондирования в угле и известняке [5], сухом доломите толщиной 75 м [6], а также для обнаружения зарытых труб и других подобных предметов на глубине до 8м в пресной воде, мерзлых и обычных грунтах [5, 7–10]. При зондировании мерзлых грунтов была показана возможность обнаружения структурных неоднородностей на глубинах от 3 до 30м [11]. Хорошие результаты были получены при определении уровня грунтовых вод на песчаных и супесчаных почвах [12] и толщины морского льда (сильно поглощающей среды) [13–14]. Широкое распространение георадары получили при профилировании гидрогеологических разрезов водных акваторий [15–17].

Подавляющее число публикаций связано с практическим решением поиска локальных объектов и обследованием инженерных коммуникаций в грунте Земли.

---

* Авторы: А. С. Бажанов, В. И. Кричевский, В. Н. Марчук, А. П. Местэртон, В. М. Смирнов, Н. П. Трущев, Г. В. Этенко

Объектами практических исследований являются [18]:

трубопроводы и кабели;

участки разреза с нарушенным естественным залеганием грунта – рекультивированные земли, засыпанные выемки;

погребенные отходы и захоронения;

границы распространения углеводородных загрязнений;

подземные выработки, подвалы, карстовые провалы;

поиск скрытых нарушений в стенах наземных сооружений, шахт, тоннелей, в опорах и перекрытиях;

поиск нарушений в процессе строительства или в процессе эксплуатации в конструкции автомобильных и железных дорог, взлетно-посадочных полос.

Успешное решение указанных задач подтвердила научно-практическая конференция «ГЕОРАДАР-2004», на которой были доложены результаты применения георадаров практически во всех указанных областях.

11.1. Описание георадаров серии «Герад»

В настоящее время в СКБ ИРЭ РАН совместно с ИРЭ РАН разработан ряд многоцелевых многодиапазонных георадаров серии «Герад» для применения в геологических и планетологических изысканиях, инженерно-строительных работах, диагностике дорожных покрытий, криминалистике, археологии, экологии и других областях.

Георадар «Герад-3» представляет собой пример классического импульсного георадиолокатора подповерхностного зондирования. Он представляет собой комплекс, состоящий из передатчика и приемника с антенными системами, блока управления и персонального компьютера типа «Notebook» (рис. 11.1). Сменные антенные системы позволяют использовать различные частотные диапазоны, которые определяют глубину зондирования и разрешающую способность георадара (табл. 11.1). Каждый из блоков комплекса имеет автономную систему питания, передающий и приемный блоки соединены между собой жесткой диэлектрической штангой, обеспечивающей постоянное расстояние между ними. Передающая антенная система соединена с блоком управления волоконно-

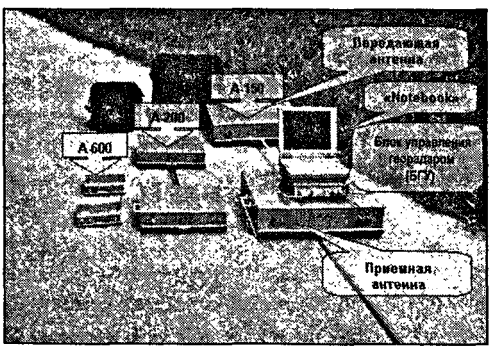


Рис. 11.1. Геофизический комплекс «Герад-3» с блоком управления, портативным компьютером типа « Notebook» и тремя парами антенн

оптическим кабелем, а приемная антенная система – с блоком управления высокочастотными электрическими кабелями, обеспечивающими запуск комплекса и прием отраженных сигналов подповерхностного зондирования. В процессе работы с блока управления на антенные системы подается импульс запуска, после чего в блоке передатчика формируется радиоимпульс длительностью 1–2 нс, который с помощью передающей антенны направляется на зондируемую поверхность. Импульс, отраженный от цели, например от границы раздела двух сред, имеющих различную диэлектрическую проницаемость, попадает на приемную антенну, преобразуется с помощью стробоскопического преобразователя в низкочастотный сигнал, усиливается и через контроллер поступает на вход компьютера. Компьютер обеспечивает запись сигнала, его обработку по заданной программе и сохранение для дальнейшего анализа или создания «банка данных».

Таблица 11.1

Тип антенны	А-20	А-600	А-2000
Максимальная глубина зондирования, м	10	4	1
Пространственное разрешение, см	20	10	2
Габаритные размеры каждой антенны, мм	400×420×90	210×190×90	180×150×70
Вес каждой антенны, кг	4	0,85	0,45
Амплитуда зондирующих импульсов, В	200–15		
Частота зондирующих импульсов, кГц	125		
Максимальная скорость движения георадара, км/ч	10		
Потребляемый ток (аккумулятор, 12 В), А	0,7		
Диапазон рабочих температур, град	–20 – +65		
Габариты блока управления, мм	270×320×60		
Вес блока управления, кг	4		
Минимальные требования к используемому компьютеру: процессор Pentium – 100 МГц, ОЗУ 8 МВ			

Для обработки данных георадаров была разработана специализированная программа «Gerad-Pr» [19], включающая в себя алгоритмы по обработке и отображению результатов зондирования.

Георадары серии «Герад» успешно применялись для решения ряда важных и интересных задач.

11.2. Зондирование водоемов

С помощью георадара «Герад-2» проводилось исследование состояний различных водоемов Москвы и Московской области (глубина и морфология дна, наличие донных отложений, оценка степени загрязнения). Летом 2000 г. ООО «Классик» совместно с СКБ ИРЭ РАН и ИРЭ РАН по договору с МПС проводил исследования структуры грунта на некоторых участках ж/д дистанции Чум – Лабытнанги, а также профилирование дна близлежащих водоемов с помощью георадара «Герад-2».

Целями работ являлись:

оценка возможностей георадарного метода для оперативного обследования структуры грунта под ж/д путями, в частности, для измерения глубины залегания вечной мерзлоты;

испытания георадара «Герад-2» в условиях Заполярья;

разработка методики георадарных обследований железных дорог в Заполярье;

выработка рекомендаций для дальнейшего совершенствования георадаров серии «Герад» и георадарного метода в целом.

Работы проводились в районе станции Полярный Урал, а также станции Никита (в окрестностях р. Воркута). Получены глубинные профили для 10 км ж/д пути, и нескольких участков вокруг георазведочных буровых скважин, обследовано дно семи озер, преимущественно карстового происхождения.

Наиболее интересные результаты были получены при обследовании дна водоемов. При проведении работ георадар помещался на плотик из пенопласта толщиной 10 см (рис. 11.2). Перемещение плотика производилось с помощью направляющих фалов. Носовой фал медленно выбирался, обеспечивая плавное движение плотика, кормовой фал также медленно стравливался для предотвращения рыскания по курсу. На рис. 11.3 и 11.4 приведены результаты профилирования реликтового озера в двух параллельных сечениях, отстоящих друг от друга на 15 м. Озеро вплотную примыкает к ж/д полотну.

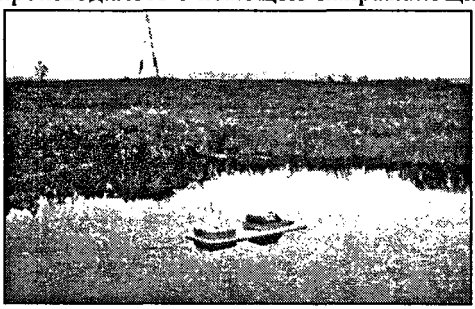


Рис. 11.2. Зондирование георадаром «Герад-3» водоема (комплекс расположен на плотике)

Файл 3jul-05 – профилирование дна озера на пикете 22830 (рис. 11.3) – движение в направлении ж/д полотна. Из залива до перешейка плотик проталкивался руками по густым водорослям, дальше буксировался тросом. Меткой обозначен переход через перешеек. Дно озера неровное, изре-

занное. На дне, особенно вблизи ж/д полотна, наблюдается множество посторонних предметов, возможно шпалы и строительный мусор. Сразу за перешейком дно водоема чистое, не заиленное, что подтверждается наличием многократных отражений. Максимальная глубина озера – около 1,5 м.

Файл 3jul-06 – профилирование дна озера на пикете 22815 (рис. 11.4) – движение в направлении от ж/д полотна. Дно озера сравнительно ровное и чистое, хотя, возможно покрыто слоем ила или другого поглощающего вещества, так как кратные отражения наблюдаются только на одном из участков. На дне озера наблюдается несколько локальных объектов, возможно шпалы или металлическая арматура. Максимальная глубина озера – около 1,6 м.

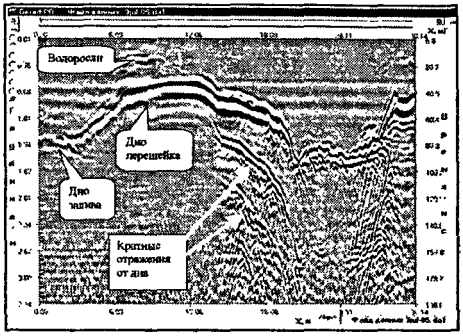


Рис. 11.3. Профилирование наиболее широкой части дна реликтового озера

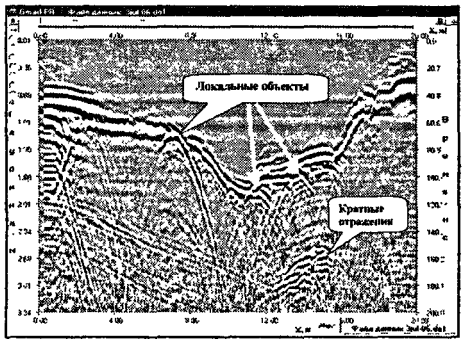


Рис. 11.4. Профилирование центральной части дна реликтового озера

Проведенные эксперименты показали возможность исследования дна пресноводных водоемов с целью измерения глубины, снятия профиля дна и обнаружения посторонних предметов в придонной области и в толще воды.

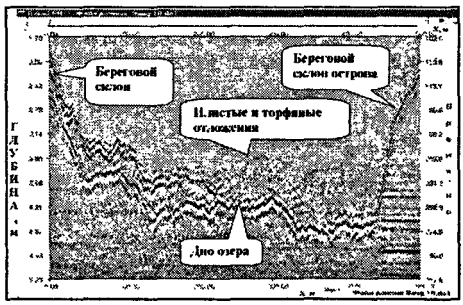


Рис. 11.5. Зондирование донных отложений озера Большое (г.Фрязино)

На рис. 11.5 представлены результаты зондирования озера Большого в г. Фрязино. Исторически известно, что озеро Большое образовалось на месте затопленных торфоразработок. Эксперимент проводился с целью оценивания мощности торфяных пластов на дне озера. Профилирование дна озера проводилось с надувной резиновой лодки на 500-метровом участке от берега озера до острова.

По результатам профилирования можно сделать следующие выводы: глубина озера на выбранном участке достигает 4,7 м, а толщина донных отложений (предположительно торфяных пластов) – почти 1,5 м на глубоководных участках.

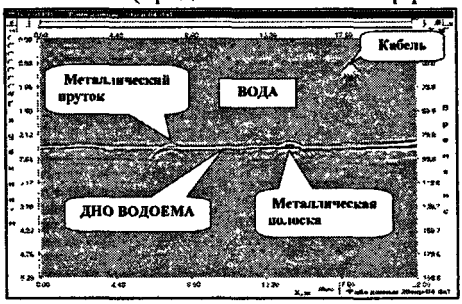


Рис. 11.6. Обнаружение объектов на дне пресноводного водоема и в толще воды

Результаты зондирования дна искусственного водоема с погруженными металлическими полосками различной ширины и подвешенным кабелем приведены на рис. 11.6. Исследование проводилось с целью изучения возможности использования георадаров для поиска на дне водоема остатков линий связи, кабелей электропитания. При обработке радарограмм, полученных при зондировании водоема, синтезирование апертуры антенны не использовалось, что позволило по гиперболическому годографу дифрагированной волны радиосигнала идентифицировать кабель и металлические полоски как локальные объекты.

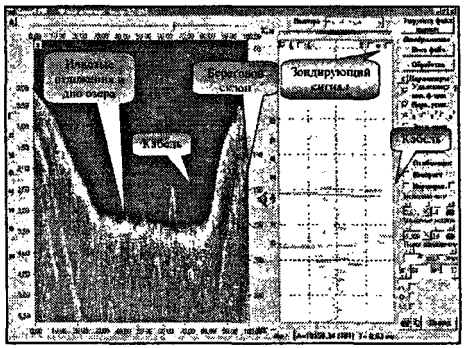


Рис. 11.7. Результаты исследования водоема (протяженность трассы зондирования 100 м)

Приведенные результаты показали – георадар может с успехом использоваться для поиска кабелей, металлических или диэлектрических труб и других предметов в реках, озерах и других водоемах. В этом случае комплекс должен располагаться на плавучем средстве (лодка, плот) и перемещаться по заданной трассе. Радарограмма такого вида исследований представлена на рис. 11.7, протяженность трассы зондирования 100 м. Хорошо видны береговой склон озера, илистые отложения и кабель, расположенный на глубине 2,5 м на расстоянии 65 м от начала трассы. На осциллограмме (правая часть рис. 11.7) показан зондирующий импульс и сигнал, отраженный от кабеля (курсор радарограммы установлен в месте нахождения кабеля).

11.3. Зондирование насыпи железодорожного полотна

Георадары серии «Герад» неоднократно использовались для исследования насыпи железодорожного полотна с целью определения ее толщины, обнаружения нарушений и посторонних включений (рис. 11.8).



Рис. 11.8. Исследование структуры насыпи железнодорожного полотна

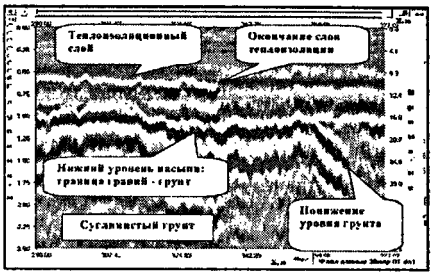


Рис. 11.9. Исследование участка железнодорожной насыпи Октябрьской железной дороги

На рис. 11.9 показана радарограмма, полученная при зондировании железнодорожной насыпи Октябрьской железной дороги. Под железобетонными шпалами в слое гравийно-песчаной смеси на глубине около 20 см был проложен тонкий (1 см) слой термоизоляционного материала. Методами радиозондирования был обнаружен участок пути, где термоизоляционный материал отсутствовал. Хорошо видна граница раздела «гравий-грунт (суглинок)». В правой части радарограммы наблюдается понижение уровня грунта, который может быть обусловлен скоплением влаги под полотном на данном участке, что привело к изменению уровня профиля грунта.

11.4. Применение георадаров серии «Герад» в археологии

Результаты измерений с георадаром, проводившиеся в составе археологической экспедиции Донского археологического общества в Ростовской области приведены на рис. 11.10 и 11.11. На рис. 11.10 показан обнаруженный на глубине приблизительно 0,6 м очаг на стоянке древнего человека эпохи неолита. Обнаруженные древние очаги, как правило, округлые в плане, с линейными размерами не более одного метра, представляли собой обожженные углубления в супесчанистых отложениях, заполненные золистым грунтом. Впоследствии этот участок был законсервирован; исследованные очаги были прикрыты полиэти-

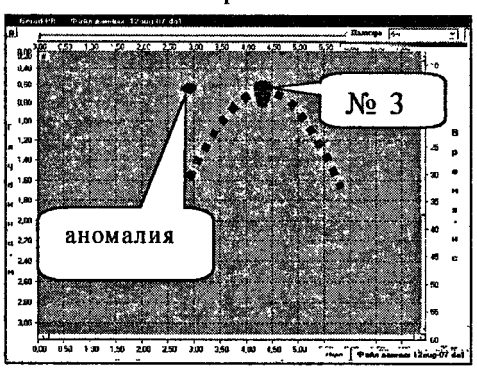


Рис. 11.10. Радиолокационное изображение законсервированного очага (обработка: синтезирование апертуры и пороговая фильтрация)



Рис. 11.11. Радарограмма поперечного профиля зодирования средневекового поселения (обработка: вычитание среднестатистического сигнала)

леновой пленкой и весь участок засыпан грунтом. На рис. 11 представлен профиль глубинного сечения древнерусского поселения предположительно XI–XIII веков – хорошо различим участок измененного по структуре грунта. По предположению специалистов-археологов это может быть котлован землянки [20].

По просьбе представителей Сергиево-Посадской лавры были проведены работы по поиску древних захоронений на Соборной площади лавры (рис. 11.12). Результаты поиска показали, что такие захоронения имеются и расположены они на разной глубине. Эти данные после соответствующей обработки, с привязкой к месту расположения собора и других объектов на площади, представлены на рис. 11.13.

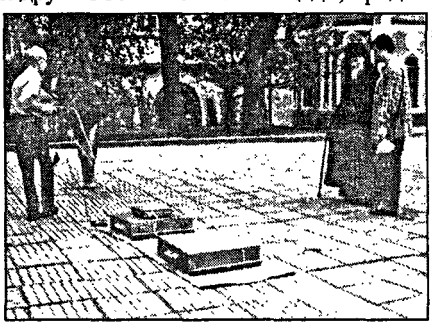


Рис. 11.12. Поиск древних захоронений на соборной площади Сергиево-Посадской лавры

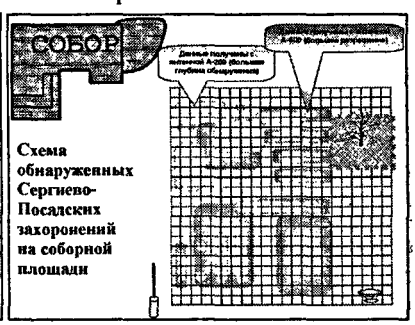


Рис. 11.13. Результаты обнаружения захоронений на соборной площади лавры, расположенных на разной глубине

Выводы

Результаты проведенных экспериментов показали возможность применения георадаров серии «Герад» для решения научных задач, например в сфере археологии, геологии и планетологии, а также инженерно-физических задач в сфере строительства, диагностики дорожных покрытий и т.д. Георадары данного типа позволяют получать не только профили дна водоемов и обнаруживать погруженные в водоем объекты, но и проводить, по крайней мере, качественную, а при разработке соответствующих методик и количественную, экологическую экспертизу загрязненности воды в водоемах.

Литература к главе 11

1. *Кульницкий Л.М., Владов М.Л., Модин И.Н. и др.* Состояние и перспективы георадиолокации. – Труды научно-практической конференции «Георадар в России -2000». – М.: МГУ, 2000, с. 2.
2. Геоэкологическое обследование предприятий нефтяной промышленности / Под ред. *В.А.Шевнина и И.Н.Модина.* – М.: RUSSO, 1999.
3. *Финкельштейн М.И., Кутев В.А., Золотарев В.П.* Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. – М.: Недра, 1986.
4. Подповерхностная радиолокация / Под ред. *М.И. Финкельштейна.* – М.: Радио и связь, 1994.
5. *Cook J.C.* Radar Transparencies of Mine and Tunnel Rocks. – Geophysics, 1975, vol. 40, no. 5, p. 865.
6. *Крампульс А.Ю., Чубинский Н.П.* Использование георадара для определения глубины оттаивания в районах вечной мерзлоты. – Труды научно-практической конференции «Георадар в России -2000». – М.: МГУ, 2000, с. 55.
7. *Андрианов В.А., Марчук В.Н., Бажанов А.С. и др.* Двухканальный георадар «Герад-2» для археологии. – Труды научно-практической конференции «Георадар в России -2000». – М.: МГУ, 2000, с.20.
8. *Алекович Г., Левитас Б., Минин А.С.* Исследование возможности обнаружения и идентификации подповерхностных объектов. – Труды научно-практической конференции «Георадар в России -2000». – М.; МГУ, 2000, с. 23.
9. РЛС подповерхностного зондирования. Особенности построения аппаратуры, области применения. – Радиоэлектроника за рубежом. Экспресс-информация, 1996, с.56.
10. *Dolphin L.T., Bollen R.L., Oetzel G.N.* An underground electromagnetic sounder experiment. – Geophysics, 1974, vol. 39, no. 1, p. 49.
11. *Annan A.P., Davis J.L.* Impulse radar sounding in permafrost. – Radio Science, 1976, vol. 11, no. 4, p. 383.
12. *Золотарев В.П., Кофман Л.М., Сычев Г.Н., Финкельштейн М.И.* Измерение глубины залегания грунтовых вод в песчаных отложениях методом радиолокационного зондирования. – Водные ресурсы, 1982, №4, с.176.
13. *Финкельштейн М.И., Кутев В.А.* О зондировании морского льда при помощи последовательности видеоимпульсов. – Радиотехника и электроника, 1972, т.17, №10, с. 2107.
14. *Глазовский А.Ф., Мачерет Ю.А.* Применение радиолокации для изучения строения и режима ледников. – Труды научно-практической конференции «Георадар в России -2000». – М.: МГУ, 2000, с. 56.
15. *Большаков Д.К., Модин И.Н., Калишева М.В., Еременко А.В.* Георадарные исследования озер Жиздринской поймы. – Труды научно-практической конференции «Георадар в России -2000». – М.: МГУ, 2000, с. 52.
16. *Финкельштейн М.И., Лазарев Э.И., Чижов А.Н.* Радиолокационные аэроледомерные съемки рек, озер, водохранилищ. – Л.: Гидрометеоиздат, 1984.
17. *Бобачев А.А., Модин И.Н., Большаков Д.К., Еременко А.В.* Георадарные, магнитометрические и электрометрические исследования на о. Озерки. – Труды научно-практической конференции «Георадар в России -2000». – М.: МГУ, 2000, с. 53.
18. Владов М.Л., Старовойтов А.В. Георадиолокационные исследования верхней части разреза. Учеб. пособие. – М.: МГУ, 1999.
19. *Марчук В.Н.* Алгоритм обработки данных георадара «Герад-3». – Труды научно-практической конференции «Георадар 2002». – М.: МГУ, 2002, с. 18–20.
20. *Бездудный В.Г., Марчук В.Н.* Анализ результатов георадарного зондирования археологических объектов Ростовской области в 2001 г. – Археологические записки, вып.2. – Ростов-на-Дону: ДАО, 2002, с. 205–212.

Глава 12

Основные особенности конструкции георадаров «ГРОТ-10» и «ГРОТ-11», опыт эксплуатации и обработки данных*

Георадиолокационное зондирование стало общепризнанной диагностической технологией для решения научных и инженерных задач в различных областях, в том числе в геофизике, геологии, строительстве, археологии и т.п. К достоинствам георадиолокационного метода прежде всего следует отнести сравнительно высокую производительность при относительно низкой стоимости работ, а также возможность оперативного получения данных о подповерхностных структурах и объектах.

Как и в обычной радиолокации в воздушной среде, современный радиолокационный метод исследования подповерхностных объектов основан на излучении коротких электромагнитных импульсов и регистрации отраженных волн. Важная отличительная особенность воздушной радиолокации состоит в том, что воздушная среда практически однородна и слабо поглощает радиоволны, а обнаруживаемые объекты находятся в волновой (дальней) зоне. Напротив, в подповерхностной радиолокации среда, как правило, существенно неоднородна и сильно поглощает радиоволны, причем поглощение увеличивается с повышением частоты (повышение частоты сигнала вдвое уменьшает в 1,5–2 раза максимальную глубину зондирования), а исследуемые объекты нередко находятся в ближней зоне. Данное обстоятельство, с одной стороны, делает актуальным совершенствование имеющихся и поиск новых технических решений, направленных на увеличение динамического диапазона георадаров, а с другой стороны существенно затрудняет интерпретацию георадарных данных и требует дальнейшего развития соответствующих методов обработки и интерпретации. В параграфе 12.1 данной главы кратко описаны основные конструктивные особенности современных георадаров и отличительные особенности технических решений, примененных в георадарах серии «ГРОТ». В параграфе 12.2 представлены результаты численного моделирования распространения зондирующего электромагнитного импульса в поглощающей среде с параметрами, которые можно считать типичными для грунтов в средней полосе России. Полученные результаты показывают, что форма импульса

---

* Авторы: Л. Б. Волкомирская, В. В. Варенков, А. Н. Лобзина, В. В. Лобзин, А. Е. Резников, Е. А. Руденчик

со временем претерпевает существенные изменения, что необходимо учитывать при обработке и интерпретации георадарных данных. В следующих параграфах представлены примеры из опыта практической работы авторов с георадарами серии «ГРОТ».

12.1. Конструктивные особенности современных георадаров и отличительные особенности георадаров серии «ГРОТ»

В современных георадарах вместо радиоимпульса, содержащего несколько периодов несущей частоты, используется видеоимпульс без несущей, получаемый в результате так называемого ударного возбуждения антенны, осуществляемого путем подачи на нее скачка напряжения. Использование видеоимпульса позволяет снизить среднюю частоту сигнала и тем самым увеличить глубину зондирования. Серьезной проблемой при ударном возбуждении является возникновение квазипериодических колебаний на собственной частоте антенны (так называемый «звон» антенны). В георадиолокации исследуемые подповерхностные объекты часто оказываются в ближней зоне, и первые отраженные от них импульсы приходят с минимальной задержкой по отношению к зондирующему импульсу. Паразитный «звон» антенны, накладываясь на эти сигналы, маскирует их, поэтому необходимо принимать меры по его устранению.

Рабочая полоса частот современных георадаров находится в диапазоне от 1 МГц до 40 ГГц. В зависимости от рабочей частоты георадары можно подразделить на низкочастотные (с полосой частот 1–50 МГц и глубиной зондирования до первых сотен метров), среднечастотные (соответственно 50–500 МГц и десятки метров) и высокочастотные (500 МГц – 40 ГГц и первые десятки сантиметров). Для оцифровки в реальном времени принятого георадаром сигнала необходимо иметь быстродействующий аналого-цифровой преобразователь (АЦП), что затруднительно реализовать в полевом переносном приборе. Поэтому в большинстве современных георадаров применяется стробоскопическое преобразование сигнала в низкочастотную область с последующей оцифровкой. При использовании данного технического решения возникают значительные трудности реализации достаточно большого динамического диапазона, а также постоянства амплитудно-частотной характеристики и линейности фазо-частотной характеристики стробоскопического преобразования в приемном тракте, что приводит к паразитным колебаниям («звону») сигнала и маскировке слабых сигналов более сильными. «Звон» приемного тракта является основной причиной уменьшения реального энергетического потенциала георадара.

Реальным потенциалом будем называть такое ослабление сигнала, при котором радар способен обнаружить подповерхностные объекты [1].

В связи с этим необходимо отметить, что фирмы-изготовители в описаниях приборов обычно приводят значения потенциала, вычисленные по отношению мощности передатчика к чувствительности приемника с учетом увеличения отношения сигнал/шум за счет усреднения по множеству измерений. Данная характеристика не позволяет оценить реальные возможности прибора, поскольку при наличии паразитного «звона» усреднение приводит к подавлению только шумов входных каскадов усилителя георадара, имеющих случайный характер, и не подавляет синхронные помехи.

В последние годы за рубежом ведутся интенсивные работы по созданию георадаров с частотным сканированием, в которых проблема обработки сигнала перенесена из временной области в частотную. В каждый момент времени передатчик излучает зондирующий сигнал на одной частоте, а частота скачкообразно изменяется по всей рабочей полосе. С помощью обратного преобразования Фурье из ряда принятых сигналов формируется волновой георадарный сигнал. Такой метод обработки очищает сигнал от «звона», но не позволяет значительно увеличить реальный энергетический потенциал георадара, поскольку возникает проблема регистрации слабых отраженных сигналов на фоне интенсивного сигнала от непрерывно работающего передатчика.

В георадарах серии «ГРОТ» [1–4], в частности, в среднечастотном «ГРОТ-10» и низкочастотном «ГРОТ-11», перечисленные выше трудности решены по-иному.

Во-первых, для регистрации сигнала используется быстродействующий компаратор, сравнивающий приходящий сигнал с некоторым заданным порогом. Если при стробоскопическом преобразовании за один импульс передатчика измеряется амплитуда сигнала в один момент времени, определяемый стробирующим импульсом, то в методе компарирования для каждого импульса, излученного передатчиком, фиксируются все моменты превышения принимаемого сигнала над порогом во всем диапазоне регистрируемых временных задержек. Значение порога изменяется по квазилогарифмическому закону, а именно, если A_0 – максимальная допустимая амплитуда сигнала, то значение порога изменяется по логарифмическому закону в интервале амплитуд от A_0 до $2{,}5^{-4}A_0$, а при меньших амплитудах используется линейная зависимость. Данная шкала сочетает достоинства логарифмической, позволяющей отображать сигналы с большим динамическим диапазоном, и в то же время передает качественные особенности формы сигнала, сохраняя его непрерывность при малых амплитудах. Использование квазилогарифмической шкалы позволяет добиться расширения динамического диапазона регистрируемых сигналов до величины порядка 100 дБ (42 дБ дает применение семиразрядного АЦП, 56 дБ – управляемого аттенюа-

тора) без использования многоразрядного высокочастотного АЦП. Представление амплитуды регистрируемого сигнала в квазилогарифмическом масштабе удобно еще и тем, что по огибающей амплитуд сигнала на жидкокристаллическом дисплее прибора можно оперативно оценить затухание сигнала в подповерхностных слоях.

Во-вторых, для ударного возбуждения антенн используется быстродействующий прецизионный газовый разрядник на 5 кВ. Для сравнения укажем, что в обычно используемых передатчиках на лавинных транзисторах перепад напряжения составляет 50–500 В и в исключительных случаях может быть увеличен до 1 кВ. При использовании газового разрядника увеличение напряжения даже до 15 кВ не вызывает затруднений. Передатчик на газовом разряднике очень прост и работает полностью автономно.

В-третьих, работа георадарного приемника синхронизирована по импульсу передатчика, что позволяет привязать тактовую частоту оцифровки к переднему фронту зондирующего импульса. Апертура (неопределенность) оцифровки практически полностью определяется характеристиками компаратора.

В-четвертых, в георадарах серии «ГРОТ» используются резистивно-нагруженные дипольные антенны с оптимальным коэффициентом демпфирования. При таком демпфировании подавляется «звон» антенны, а снижение ее коэффициента усиления компенсируется высокой выходной мощностью передатчика.

В зависимости от желаемой глубины зондирования, в георадаре «ГРОТ-10» предусмотрены следующие форматы кадра: 128×256, 128×512, 128×1024, 128×2048 (первый множитель означает число регистрируемых порогов, а второй – диапазон регистрируемых временных задержек в наносекундах). Для получения одного кадра с так называемой волновой формой сигнала требуется более сотни импульсов передатчика. Полученные данные записываются и сохраняются во Flash-памяти. Одновременно с текущей волновой формой сигнала, на дисплее георадара отображается информация обо всех предыдущих кадрах данного профиля в бинарном представлении, когда показывается только превышение сигналом заданной пороговой величины. При решении многих простых задач (например, поиск труб при небольшой глубине залегания и/или при сравнительно слабом поглощении сигнала в грунте) можно не записывать волновую форму сигнала, а ограничиться только бинарной формой регистрации сигнала с одним или несколькими порогами, поскольку данная форма представления может оказаться вполне достаточной для решения поставленной задачи, требует меньше времени для получения данных и занимает меньше места во встроенной памяти георадара.

На кадрах с нулевым или близким к нулевому порогом хорошо выделяются линии смены полярности сигнала, которые очень близко

соответствуют так называемым линиям синфазности. В георадаре «ГРОТ-10» в режиме бинарных форм предусмотрена возможность регистрации и запоминания одновременно кадра с нулевым порогом и дополнительно двух кадров с произвольно выбираемыми оператором порогами. Однако при решении задач повышенной сложности на бинарных формах слабые сигналы от объектов маскируются из-за интерференции с более сильным сигналом от другого объекта, и в таких случаях необходимо использовать режим волновых форм, который предоставляет максимум информации и возможностей для последующей обработки на персональном компьютере.

Измерение реального потенциала георадара «ГРОТ» осуществлялось следующим образом [1]. Георадар ставился на поплавки и перемещался от берега к центру глубокого водоема. В процессе движения фиксировалась глубина, на которой отражение от дна исчезало из-за поглощения радиоволн водой. По записям амплитудной функции определялось погонное затухание как отношение изменения амплитуды к разности глубин. Реальный потенциал определялся как произведение погонного затухания на глубину, на которой сигнал пропал. Для георадаров семейства «ГРОТ» измеренный реальный потенциал составляет не менее 120 дБ. В табл. 12.1 приведены основные технические характеристики георадаров «ГРОТ-10» и «ГРОТ-11».

Таблица 12.1

Основные технические характеристики	Тип георадара	
	«ГРОТ-10»	«ГРОТ-11»
Реальный энергетический потенциал, дБ, не менее	120	120
Максимальная частота следования импульсов передатчика, Гц, не менее	1000	1000
Частота оцифровки, МГц	1000	250
Длительность регистрируемых реализаций, нс	256, 512, 1024, 2048	1024, 2048, 4096, 8192
Число регистрируемых в бинарном режиме кадров, не менее	500	500
Число регистрируемых волновых форм, не менее	3000	3000
Потребляемая мощность в момент регистрации, Вт, не более	18	26
Вес георадара, кг, не более	12	15

12.2. Численное моделирование распространения зондирующего импульса в поглощающей среде и интерпретация георадарных данных

Интерпретация георадарных данных, т.е. определение свойств среды по параметрам принятого сигнала, остается одной из актуальных задач. Импульсные георадары – это одна из областей, в которой практика обогнала теорию.

Георадар для подповерхностного зондирования состоит из передатчика, генерирующего широкополосный сигнал (импульс), и приемного устройства, регистрирующего дифрагированный (и/или отраженный) подповерхностными слоями и объектами радиоимпульс. Как передатчик, так и приемник можно перемещать по поверхности земли. Отраженный (рассеянный) сигнал содержит информацию о подповерхностных слоях и объектах, которую следует представить в наглядной для пользователя форме. Задача реконструкции подповерхностных слоев – это задача определения распределения электродинамических характеристик (диэлектрической проницаемости и проводимости) среды по глубине и в горизонтальном направлениях по наблюдениям отраженных (рассеянных) радиоимпульсов.

Решение обратной задачи, независимо от выбранного способа, предполагает решение прямой задачи, т.е. задачи моделирования динамики электромагнитного поля во времени при заданном (известном) пространственном распределении электродинамических параметров среды. Она сводится к решению системы уравнений Максвелла при определенных упрощающих предположениях, совместимых с требованиями вычислительной эффективности модели и ее адекватности фактическому процессу.

Ограниченность сигналов во времени является одним из основных положений при эмпирической интерпретации данных зондирования, которая в настоящее время добилась значительно больших успехов, чем численное моделирование. Это обстоятельство указывает, что при моделировании следует максимально использовать информацию, заключенную в ограниченности сигнала по времени. При решении обратной задачи возможны два подхода:

первый – когда мера разности между измеренным в эксперименте и модельным сигналами строится в пространстве функций, зависящих от времени;

второй – когда с этой целью используются спектры сигналов.

При использовании первого подхода осциллирующий характер сигналов во времени приводит к целевым функциям с большим числом локальных минимумов. В пределе монохроматических волн сигналы, отраженные от поверхностей, отстоящих на длину волны, не отличаются друг от друга.

Второй подход представляется более перспективным, однако требует данных, позволяющих вычислять преобразование Фурье с достаточной точностью. Ограниченность сигналов во времени дает возможность при построении целевой функции использовать преобразование Лапласа наблюдаемого сигнала, т.е. функцию двух переменных, а не одной (частоты). Это предоставляет дополнительные возможности и позволяет строить эффективные методы минимизации. Хотя непосредственно преобразование Лапласа наблюдаемого сигнала может быть вычислено только в левой полуплоскости, аналитическое продолжение в правую полуплоскость может позволить зафиксировать особенности преобразования Лапласа, что дает прямую информацию о частотной зависимости коэффициента диэлектрической проницаемости.

Если качество данных не позволяет строить преобразование Лапласа, что может быть связано с грубой оцифровкой слабых сигналов, то единственно возможным остается первый подход. Он может позволить добиться результата при использовании простой параметризации. Однако для его применения следует разработать эффективные с вычислительной точки зрения методы расчета временной формы сигналов. Использование преобразования Лапласа дает возможность переходить от интегрирования по оси частот к интегрированию по контурам в комплексной плоскости, что повышает эффективность численного счета.

Для иллюстрации некоторых качественных особенностей распространения электромагнитных волн в поглощающей среде рассмотрим для простоты одномерное приближение, пригодное для изучения плоских волн. В этом приближении при учете только проводимости распространение сигнала в среде описывается волновым уравнением

$$\varepsilon\frac{\partial^2 E}{\partial t^2}+\sigma\frac{\partial E}{\partial t}-\frac{\partial^2 E}{\partial x^2}=0,$$

где E – электрическое поле; ε – диэлектрическая проницаемость; σ – проводимость среды; для удобства расчетов используется система единиц, в которой скорость света полагается равной единице, время и расстояния измеряются в наносекундах, а проводимость – в обратных наносекундах.

В условиях квазистационарности, когда $\varepsilon\frac{\partial^2 E}{\partial t^2}<<\frac{\partial^2 E}{\partial x^2}$, волновое уравнение переходит в уравнение теплопроводности

$$\frac{\partial E}{\partial t}=\sigma^{-1}\frac{\partial^2 E}{\partial x^2}.$$

При распространении импульсного сигнала в реальных средах необходимо учитывать оба приближения.

В расчетах принимается, что импульс тока в антенне имеет форму, показанную на рис. 12.1,*а*. Этот импульс содержит 1,5 периода колебания тока с колоколообразной огибающей. На рис. 12.1,*б* показано, как изменялся бы регистрируемый сигнал с увеличением пройденного им пути. Видно, что профиль электрического поля, регистрируемый в первые моменты времени, имеет форму, подобную форме импульса тока в антенне, однако, в более поздние моменты у него наблюдается спадающий по амплитуде «хвост». Аналогичный эффект хорошо известен в электроразведке, работающей в низкочастотном диапазоне, и проявляется в георадарных наблюдениях, когда проводимость велика, и условия применимости приближения уравнения теплопроводности выполняются для характерных времен порядка сотен наносекунд. Наличие «хвоста» следует учитывать при просмотре и интерпретации данных в бинарной форме, поскольку превышение выбранного порога может произойти не вследствие прихода очередного отраженного импульса, а из-за наличия медленно спадающего «хвоста» от предыдущих импульсов. Следует обратить внимание, что при стробоскопическом преобразовании эффект появления «хвоста» приводит к дополнительным искажениям сигнала и, следовательно, к ошибкам интерпретации. Приведем примеры практической работы с георадарами серии «ГРОТ».

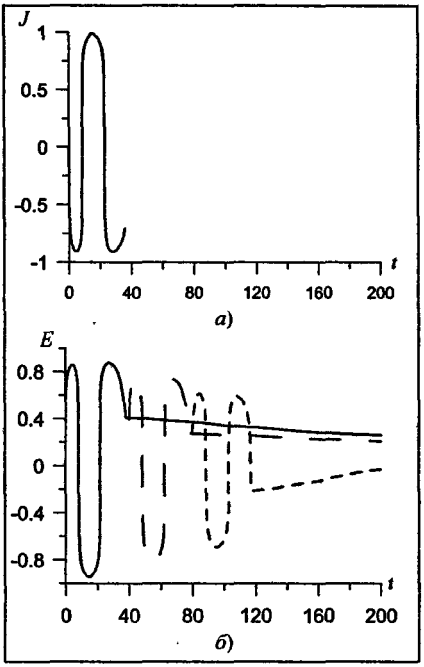


Рис. 12.1. Результаты численного моделирования распространения электромагнитного импульса в поглощающей среде: *а* – форма импульса тока в антенне; *б* – профили электрического поля, измеряемые на различных расстояниях от антенны (все профили приведены в квазилогарифмической шкале, подобной используемой в георадарах серии «ГРОТ»)

12.3. Исследование Образцовского участка Хотынецкого месторождения цеолитосодержащих трепелов (Орловская область)

Исследуемое месторождение сложено породами четвертичной и меловой систем. Четвертичные образования представлены почвенно-растительным слоем мощностью от 0,5 до 1,0 м при среднем значении 0,9 м и

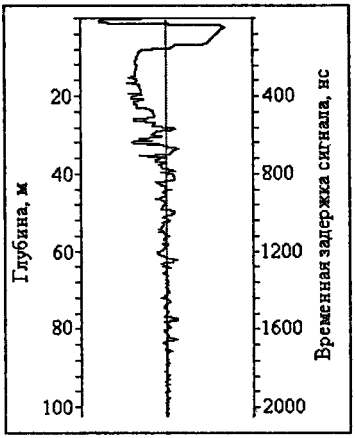


Рис. 12.2. Типичная волновая форма сигнала, наблюдаемая на участках с влажными суглинками (Образцовский участок Хотынецкого месторождения, Орловская область)

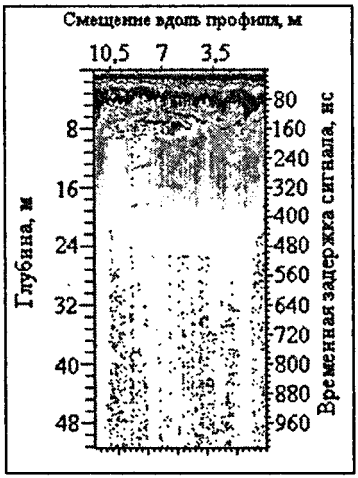


Рис. 12.3. Пример анализа данных с использованием программы Vuga (Образцовский участок Хотынецкого месторождения, Орловская область)

вскрышными породами – нерасчлененной толщей плейстоценовых лессовидных суглинков. Суглинки светло-желтые, желтые, рыхловатые, слабовязкие, участками песчанистые. Цеолитосодержащие трепелы формируют пластообразную залежь мощностью от 4,0 до 16,5 м при среднем значении 10,0 м. Георадилокационное исследование месторождения осуществлялось по профилям с шагом 5 м с расстоянием между профилями 20 м. Все работы проводились с использованием низкочастотного георадара «ГРОТ-11» с полосой рабочих частот 1–50 МГц и антеннами длиной 4 м.

Особенность исследуемого участка заключается в том, что почти повсеместно полезная толща породы перекрывается слоем влажных суглинков большой мощности и, следовательно, с повышенной проводимостью и затуханием георадиолокационного сигнала. Типичный вид волновой формы сигнала представлен на рис. 12.2. Вплоть до задержек порядка 800 нс отчетливо наблюдается «хвост» со спадающей амплитудой, подобный полученным при численном моделировании (см. рис.12.1).

Для анализа данных, полученных при съемке, были использованы программы Vuga и GeoWaves [5]. Форма представления данных в волновой форме, реализованная в программе Vuga, показана на рис. 12.3. В обеих программах для удобства визуализации и обработки используется цветовая палитра для кодировки амплитуды приходящего сигнала. Для решения основной задачи – поиска границ раздела между различными породами и определения глубины их залегания – использовалась программа GeoWaves, предоставляющая пользователю больше возможностей для обработки данных в волновой форме [5]. В этой про-

грамме реализован алгоритм определения параметров среды, в основу которого положено вейвлет-преобразование с использованием формы исходного зондирующего импульса. Подбор параметров зондирующего импульса и свертка его с отраженным сигналом осуществляется в интерактивном режиме. Просмотр и корректировка параметров исходного импульса по форме отраженной волны позволяет подобрать более адекватные параметры полученного сигнала. На первом этапе обработки строятся предполагаемые границы раздела сред, затем для каждой волновой формы сигнала рассчитываются отраженные волны, и вычисляется глубина залегания границы раздела сред. Далее последовательно варьируются амплитуды отраженных волн, временные координаты разрывов для диэлектрической проницаемости среды и коэффициенты отражения от границ раздела. Сравнительный анализ результатов, полученных при различных значениях параметров, позволяет на практике более корректно проводить оценки характеристик среды.

Проведенный анализ данных позволил выявить как минимум четыре отражающих горизонта (рис. 12.4).

Обработка программой GeoWaves позволила более точно локализовать основные отражающие горизонты (кровлю, подошву, уровень грунтовых вод), а также выявить сложно слоистую структуру трепелов (см. рис. 12.4).

Полученные результаты по исследованию данного месторождения являются уникальными, так как георадиолокация на подобных грунтах до глубин 50 м и более пока не давала результатов. Применение низкочастотного георадара «ГРОТ-11» позволило решить поставленную задачу.

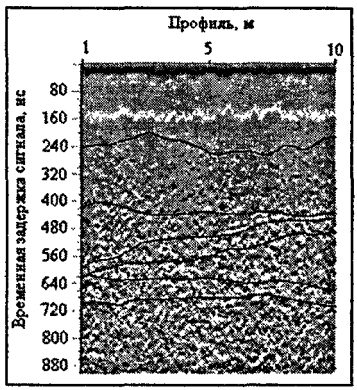


Рис. 12.4. Обработанная радарограмма (Образцовский участок Хотынецкого месторождения, Орловская область); линии показывают положение следующих отражающих границ (сверху вниз): кровля, три границы внутри пласта, уровень грунтовых вод, подошва пласта

12.4. Изучение зоны утечки нефтепродуктов в районе резервуарного парка

Обнаружение загрязнений грунта нефтепродуктами представляет собой важную экологическую проблему. Однако во многих случаях решение этой задачи с помощью георадарного обследования существенно затрудняется тем, что значение диэлектрической проницаемости нефтепродуктов, которое находится в пределах от 2,1 до 2,5, может не слишком силь-

но отличаться от диэлектрической проницаемости грунта (для сухого песка и глины диэлектрическая проницаемость близка к трем), и в результате отражение зондирующего сигнала от границы раздела между загрязненными и незагрязненными участками окажется слабым. В связи с этим представляют интерес данные, полученные при исследовании георадаром «ГРОТ-10» участка с утечкой нефтепродуктов из резервуарных емкостей на территории хранилища нефтепродуктов. На рис. 12.5 изображен профиль, снятый с использованием георадара «ГРОТ-10», оснащенного антеннами длиной 2 м. Съемка производилась с шагом 1 м. Целью данного исследования было обнаружение границ загрязнения.

Данный пример интересен тем, что область загрязнения грунта нефтепродуктами была легко обнаружена по косвенным признакам, а именно, по изменению влажности грунта. Измерения проводились весной, вскоре после того, как сошел снег, и грунт практически везде имел повышенную влажность. Как отмечалось выше (см. рис. 12.1 и 12.2), в этих условиях на волновой форме принимаемого сигнала появляется «хвост». Однако в грунт, пропитанный нефтепродуктами, вода почти не проникает. Более того, если дожди не выпадали достаточно долго, более сухим оказывается также незагрязненный грунт над областью протечки, поскольку его увлажнение грунтовыми водами, поднимающимися из глубины за счет капиллярных эффектов, оказывается невозможным из-за наличия на пути вод грунтов, пропитанных нефтепродуктами. В результате над областью нефтяного загрязнения волновая форма принимаемого сигнала будет иметь вид, типичный для сухих грунтов. Другими словами, при достаточно больших временных задержках амплитуда принимаемого сигнала будет сравнительно малой над загрязненным участком, а за пределами загрязнения она окажется значительно больше из-за наличия медленно спадающего «хвоста». Именно такая картина наблюдается на рис. 12.5. В принятой кодировке амплитуды сигнала

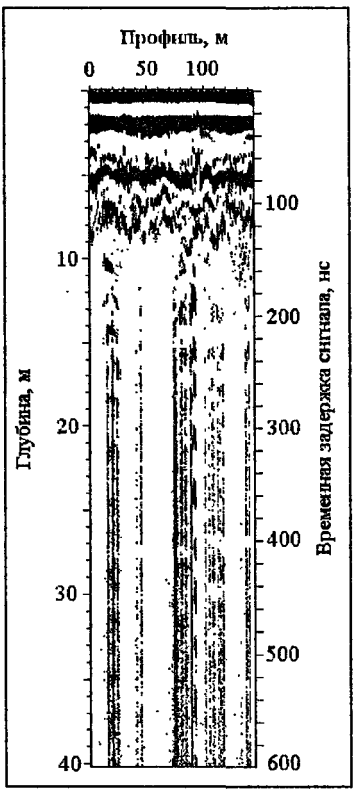


Рис. 12.5. Пример анализа данных с использованием GrotData (территория хранилища нефтепродуктов); амплитуда сигнала кодируется цветом

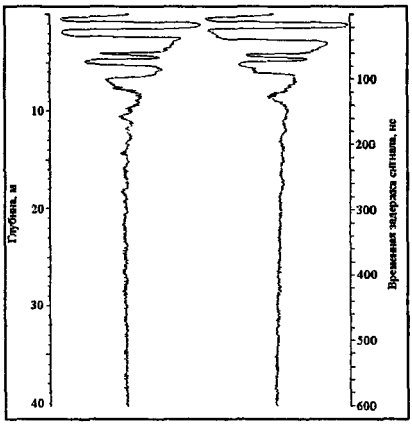


Рис. 12.6. Типичные волновые формы сигнала, наблюдаемого на сравнительно сухих участках, где грунт загрязнен нефтепродуктами (слева), и на соседних участках с более высокой влажностью грунта (справа); сигналы зарегистрированы на отметках 19 и 34 м соответственно от начала профиля (рис. 12.5)

более темная область при задержках более 150 нс соответствует сравнительно сухим грунтам, а на более влажных грунтах эта область остается светлой. Полученная радарограмма даже в бинарном представлении позволяет сделать вывод, что данный профиль пересекает границы загрязнения на отметках около 11 и 26 м от его начала. Детальный анализ волновых форм сигнала подтверждает этот вывод. Типичная волновая форма сигнала без медленно спадающего «хвоста», полученная на сравнительно сухом участке, где грунт загрязнен нефтепродуктами, показана на рис. 12.6 слева, а справа приведен сигнал с «хвостом», наблюдаемый на соседнем участке с более высокой влажностью грунта.

12.5. Исследование цирконсодержащих россыпей в Свердловской области

Основной задачей при проведении георадарных исследований цирконсодержащих россыпей в Свердловской области было определение положения границ между различными слоями грунтов на Буткинской площади месторождения с целью уточнения запасов цирконовой россыпи. Из результатов проведенного ранее вертикального электрического зондирования (ВЭЗ) было известно, что верхние слои грунта представляют собой глинистые отложения или суглинки мощностью до 4-5 м, переходящие на бóльших глубинах в пески и супеси, причем нижняя граница залегания цирконовой россыпи может превышать 15 м. Известно, что во влажных глинах и суглинках затухание электромагнитных волн довольно велико и возрастает с частотой. По этой причине для увеличения максимальной глубины зондирования совместно с приемником «ГРОТ-10» использовались антенны длиной 2 м с резонансной частотой 75 МГц и передатчик «ГРОТ-11», работающий на более низких частотах и обладающий большей мощностью по сравнению с передатчиком «ГРОТ-10».

Измерения были проведены на профиле длиной 1 км, проходящем через ряд скважин, начиная с К-25, до скважины К-61. Полученная ра-

дарограмма приведена на рис. 12.7. На правой вертикальной оси нанесена шкала временной задержки сигнала в наносекундах, а на левой – глубина в метрах, рассчитанная в предположении, что диэлектрическая проницаемость грунта в среднем равна девяти. На нижней горизонтальной оси имеется шкала расстояний вдоль профиля. Положение скважин указано стрелками над верхней горизонтальной осью. Сплошные линии показывают положение границ раздела между грунтами с различными электродинамическими параметрами. Положение границ раздела на сравнительно небольших глубинах (примерно до 10 м) несложно определить даже по исходным радарограммам в бинарном представлении без какой-либо дополнительной обработки. Обнаружение слоев на больших глубинах производится путем анализа волновой формы сигнала с использованием программы GeoWaves [5], поскольку отраженные от этих слоев волны имеют сравнительно малую амплитуду вследствие затухания и практически неразличимы в бинарном представлении данных. Проведенный анализ позволил обнаружить на данном месторождении границы раздела слоев на глубине, превышающей 30 м. Самая глубокая из обнаруженных границ по всей вероятности является подошвой песчаного массива.

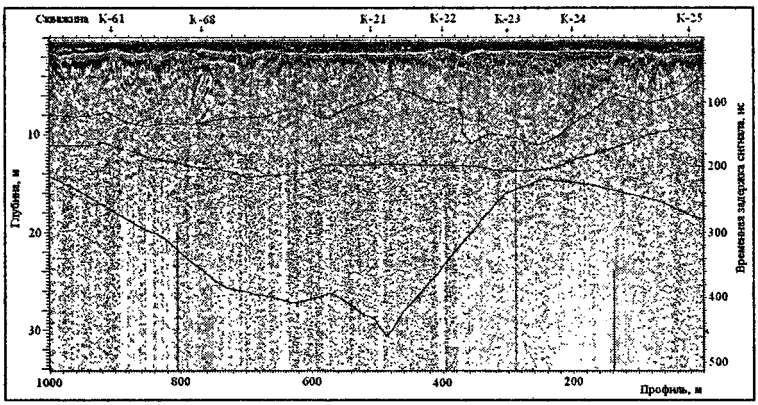


Рис. 12.7. Радарограмма, полученная при исследовании цирконсодержащих россыпей в Свердловской области

(амплитуда сигнала кодируется цветом: положение скважин отмечено стрелками над верхней шкалой; сплошными линиями показаны выявленные границы раздела слоев с различающимися электродинамическими параметрами)

Полученные георадарные данные хорошо согласуются с результатами вертикального электрического зондирования, однако имеют большее пространственное разрешение, что позволяет точнее определить положение границ различных слоев и тем самым получить более точные данные о запасах полезных ископаемых.

Выводы

Удачные технические решения в георадарах серии «ГРОТ» позволили реализовать оптимальные эксплуатационные характеристики. Основное достоинство данных георадаров – сравнительно большая величина реального потенциала, что в свою очередь позволяет успешно использовать их при решении сложных задач обнаружения слабоконтрастных границ между подповерхностными слоями, в том числе в условиях сильного поглощения сигнала в грунте. Кроме того, надежная регистрация сигналов малых амплитуд позволяет получать информацию о сравнительной влажности грунтов на соседних участках по наличию и отсутствию в волновой форме сигнала характерного «хвоста» с медленно спадающей амплитудой. Это предоставляет дополнительные возможности при интерпретации георадарных данных и может оказаться полезным при обнаружении и оценке параметров загрязнения грунтов нефтепродуктами. Сочетание георадарного обследования с другими методами, в частности, с вертикальным электрическим зондированием, позволяет точнее определить положение границ раздела между слоями с различными электродинамическими параметрами, что необходимо для подсчета запасов полезных ископаемых.

Литература к главе 12

1. *Резников А.Е., Копейкин В.В., Морозов П.А., Щекотов А.Ю.* Разработка аппаратуры, методов обработки данных для электромагнитного подповерхностного зондирования и опыт их применения – Успехи физических наук, 2000, т. 170, № 5, с. 565–568.
2. *Резников А.Е., Копейкин В.В., О Ен Ден и др.* Сравнительные характеристики современных георадаров. – Сб. докладов Всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». – Муром, 2003, с. 441–445.
3. *Резников А.Е., Ден О. Ен.,* Патент РФ от 02.04.2003 г., 2003109226RU.
4. *Den O. En., Reznikov A., Volkomirskaya L., Varenkov V.* Basic features of georadars Grot and some results of using the georadars Grot-10 and Grot-11 for a study in geology and the natural gas industry – In GSA Abstracts with Programs, 2003, vol. 35, no. 6.
5. *Варенков В.В., Волкомирская Л.Б., Ден О.Ен., Руденчик Е.А.* Алгоритм определения параметров среды по волновой форме сигнала, регистрируемого георадаром. – Сб. докладов Всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». – Муром, 2003, с. 230–232.

Глава 13

Обнаружение и диагностика подземных коммуникаций на строительных площадках с использованием георадара «ГРОТ-10»*

Поиск подземных коммуникаций, определение их положения и по возможности диагностика состояния является одной из основных областей применения георадаров [1,2].

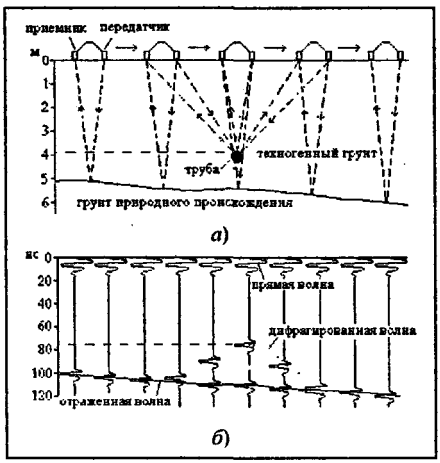


Рис. 13.1. Схема проведения георадарных измерений и образования дифрагированной волны от трубы (*а*) и волны, отраженной от границы раздела сред с различными электродинамическими параметрами (*б*)

При георадарных исследованиях подповерхностных структур, в частности подземных коммуникаций, используется метод, называемый в сейсморазведке *методом вертикального времени*. При этом чаще всего георадар перемещается вдоль профиля с постоянным разносом между антеннами передатчика и приемника и в каждой точке профиля регистрируется сигнал, состоящий из зондирующего импульса и вторичных волн (рис. 13.1). Любые подповерхностные неоднородности, связанные с изменениями диэлектрической проницаемости, дадут отклик в волновой структуре принимаемого сигнала.

13.1. Простейшие способы локализации кабелей и труб

В зависимости от соотношения между размерами неоднородностей (объектов) и длиной волны зондирующего импульса, объекты принято разделять на дифрагирующие и отражающие.

Дифрагирующие объекты имеют размеры, сопоставимые с длиной волны зондирующего импульса, и их положение в простейшем случае однородной слабопоглощающей среды может быть определено с помощью формулы

---

* Авторы: Л. Б. Волкомирская, В. В. Варенков, В. В. Лобзин, А. Е. Резников, Е. А. Руденчик

$$t = 2\sqrt{x^2 + h^2}\,/V, \qquad (13.1)$$

где t – временная задержка сигнала; x – расстояние от точки над объектом до точки приема; h – глубина расположения дифрагирующего объекта; V – скорость распространения волн в среде (см. рис. 13.1) [1,2].

Отражающими объектами называются объекты с размерами, значительно превышающими длину волны зондирующего импульса. Их положение определяется соотношением

$$t = \sqrt{x^2 + 4h^2}\,/V, \qquad (13.2)$$

где h – глубина отражающей границы; x – расстояние от излучающей антенны до приемной, смысл остальных обозначений тот же, что и в уравнении (13.1) [1, 2].

На рис. 13.2 приведен пример обнаружения труб и кабеля, расположенных под водным зеркалом реки Ермишь в Рязанской области. Измерения проводились в зимнее время, и георадар перемещался по льду. Обработка данных производилась с использованием программы «Гипербола», позволяющей учитывать реальный диаметр трубы при определении диэлектрической проницаемости сре-ды и глубины, на которой расположен объект (рис. 13.3).

Однако приведенные выше способы обработки данных и соответствующие формулы имеют весьма ограниченную область применения и могут эффективно использоваться только в самых простейших случаях. В частности,

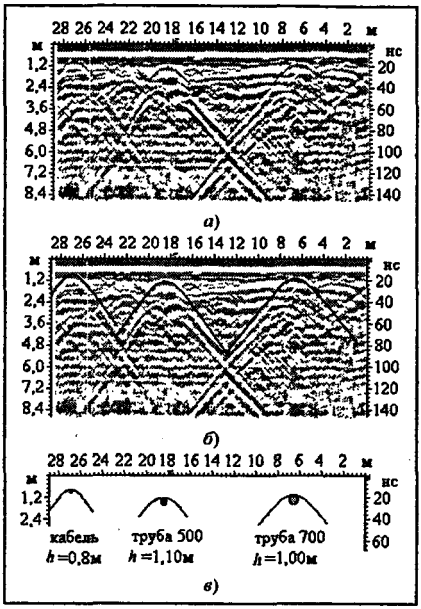


Рис. 13.2. Типичные георадарные образы кабелей и труб в однородной среде (подводный переход на реке Ермишь): *а* – исходная радарограмма; *б* – радарограмма с наложенными на нее гиперболами от кабеля и труб; *в* – результаты обработки радарограммы

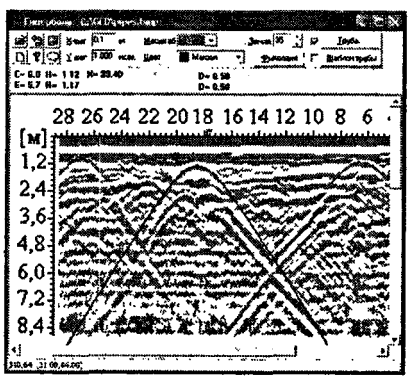


Рис. 13. 3. Окно программы «Гипербола», предназначенной для определения глубины залегания кабелей и труб

в соотношениях (13.1) и (13.2) подразумевается, что среда является плоскослоистой, причем внутри слоя скорость распространения волн не изменяется. Данное условие на практике выполняется только в отдельных случаях, в частности, при поиске подводных объектов в пресноводных водоемах. Напротив, в большинстве случаев это условие нарушается. В особенности в городских условиях электродинамические параметры грунтов сильно неоднородны и резко изменяются с изменением текстуры, пористости, водонасыщенности и минерализации подземных вод и т.д. Данное обстоятельство существенно затрудняет обработку и интерпретацию радарограмм, в частности определение глубины залегания подповерхностных объектов.

Задача определения электродинамических характеристик среды по измерениям отраженного и рассеянного радиоимпульса даже в случае точно известной формы зондирующего импульса в общем случае является одной из сложнейших проблем радиофизики. Имеющийся у авторского коллектива опыт решения данной задачи в различных приближениях пока не привел к применимым на практике результатам. На сегодняшний день наиболее эффективными остаются подходы, основанные на графических методах обработки радарограмм и подгонке электродинамических параметров среды. К данной категории методов обработки георадарных данных относятся как методы, традиционно использующиеся в сейсморазведке [1, 2], так и другие методы, разработанные в смежных областях знаний.

При решении задач по обнаружению и распознаванию локальных объектов авторским коллективом ведутся работы в направлении решения прямых задач дифракции импульсов на локальных подповерхностных объектах и решения обратных задач восстановления местоположения и формы объекта. Результаты численного моделирования при решении прямой задачи позволяют проводить интерпретацию получаемых реальных радарограмм путем наложения шаблонов. Расчеты показывают, что наличие структур, сопровождающих коммуникации, таких как траншеи, канавы, пустоты, ямы и т. д., могут существенно исказить привычный радарограммный образ дифрагированного объекта в виде гиперболы. В то же время появляются дополнительные отражения, вызванные спецификой грунта в прилегающей к объекту области. Проведенные расчеты показывают необходимость изучения характеристик отраженных волн для правильной интерпретации радарограмм даже на качественном уровне.

Дополнительное принципиальное усложнение задачи связано с тем, что в большинстве практических случаев затухание сигнала в грунте оказывается весьма значительным, что приводит к уменьшению максимальной глубины, на которой возможно обнаружение неоднородностей.

Перечисленные выше проблемы, связанные с получением и интерпретацией георадарных данных, накладывают определенные требования на конструкцию георадара. Первостепенное значение имеет выбор технических решений, обеспечивающих большой динамический диапазон георадарного приемника и увеличение реального потенциала георадара. Кроме того, для обнаружения и правильной локализации неоднородных структур, связанных с коммуникациями в городских условиях, необходимо принимать меры по подавлению индустриальных и иных помех, а также волн-помех, связанных с так называемыми воздушными отражениями зондирующего импульса от зданий, линий электропередач и т.п.

Отличительными особенностями георадаров серии «ГРОТ» является использование газового разрядника для формирования мощных сверхширокополосных зондирующих импульсов и резистивно-нагруженных антенн, а также предварительная обработка принимаемого сигнала в приемном блоке с помощью аттенюатора и усилителя-ограничителя. Волновая форма сигнала получается методом компарирования с заданной величиной порога. Для увеличения динамического диапазона с помощью многоразрядного АЦП и блока управления аттенюатором формируется квазилогарифмическая шкала квантования амплитуды сигнала, что позволяет по волновой форме оперативно оценить затухание сигнала в подстилающих слоях, а также в процессе лабораторной обработки и интерпретации представить последовательность волновых форм в трехмерном пространстве «амплитуда – время задержки – пространственная протяженность профиля» с цветовой кодировкой амплитуды сигнала, что существенно облегчает задачу интерпретации. Основные особенности и технические характеристики георадаров семейства «ГРОТ» приведены в [3] и главе 12. Обратимся к практическим примерам обнаружения локальных объектов с использованием георадаров серии «ГРОТ».

13.2. Определение положения подземного тоннеля в условиях плотной застройки

Целью проведенных работ являлось уточнение местоположения подземного тоннеля, расположенного на участке между домами № 11 и № 13 по ул. Борисовские Пруды в Москве. Из имеющейся документации было известно, что тоннель имеет круглое сечение, его оформление является железобетонным с внешним диаметром около двух метров. С помощью геофизических исследований следовало уточнить местоположение оси тоннеля в плане с точностью порядка 50 см.

Чтобы подавить сильные воздушные помехи, связанные с близостью домов, а также уменьшить влияние индустриальных помех, георадиолокационная съемка производилась с использованием экранирован-

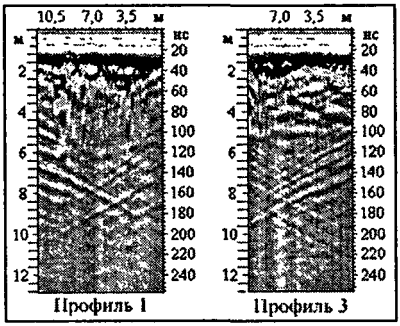


Рис. 13.4. Радарограммы, полученные на участке между домами №№ 11 и 13 по ул. Борисовские Пруды в г. Москве

ных антенн с центральной частотой 220 Мгц. Полученные радарограммы для профилей *1* и *3* показаны на рис. 13.4. Расположение профилей на плане исследуемого участка приведено на рис. 13.5. На правой шкале радарограмм отложено двойное время пробега сигнала от передатчика до отражающей границы и обратно к приемнику георадара. На левой шкале указано расстояние до отражающей границы, рассчитанное при диэлектрической проницаемости $\varepsilon = 9$ (в данной работе не ставилась задача точного определения глубины залегания тоннеля, поэтому выбор среднего значения диэлектрической проницаемости не является принципиальным).

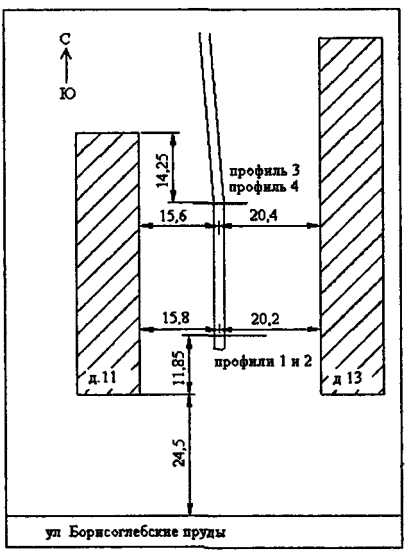


Рис. 13.5. План исследуемого участка между домами №№ 11 и13 по ул. Борисовские Пруды в г. Москве

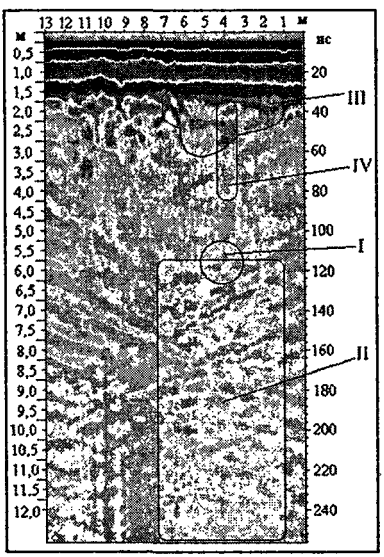


Рис. 13.6. Радарограммы, полученные для профиля *1*. В области I виден сигнал, отраженный от стенки тоннеля

На рис. 13.6 показана радарограмма для профиля *1* (см. рис. 13.5), на которой выделены некоторые характерные области. В области I видно отражение от внешней границы свода тоннеля. Соответствующее

время задержки составляет около 110 нс, а глубина при выбранном значении диэлектрической проницаемости равна 5,5 м. В области II видны интенсивные отражения радиоволн, вызванные экранирующим действием стенок тоннеля. В области III на радарограмме видны особенности, которые могут быть вызваны нарушенным строением грунта.

Итак, по полученным радарограммам удалось установить, что на месте пересечения профилей *1* и *2* с тоннелем свод тоннеля находится на глубине 5,5 м и на расстоянии 4 м от начала профилей. На профилях *3* и *4* свод тоннеля располагается на глубине 5,4 м от поверхности земли и на расстоянии 6,5 м от начала профилей. В результате выполненных исследований было определено положение оси тоннеля с заданной точностью (см. рис. 13.5).

13.3. Нефтепровод «Буденновск – Нефтекумск»

Работы по исследованию нефтепровода «Буденновск – Нефтекумск» проводились в экстремальных условиях, связанных с рядом факторов, в том числе большим затуханием сигнала, вызванным весенней переувлажненностью почвы и сильной ее засоленностью, интенсивными помехами на частоте около 125 Мгц от кабеля связи, проложенного вблизи нефтепровода, нарушением целостности изолирующего покрытия нефтепровода, а также наличием вокруг трубы слоя спекшейся просоленной глины. Тем не менее, результаты обследования с помощью георадара позволили определить глубину залегания трубы и параметры грунта вокруг нее даже на солончаковых участках. Диаметр трубопровода был известен – 273 мм. Обработка и интерпретация полученных радарограмм проводилась с помощью программы GeoWaves [4], в которой используется алгоритм определения параметров среды на основе вейвлет-преобразования с использованием пробных функций, имитирующих исходный зондирующий импульс. Подбор параметров зондирующего импульса и свертка его с отраженным сигналом осуществляется в интерактивном режиме. Просмотр и корректировка параметров исходного импульса по форме отраженной волны позволяет более адекватно подобрать параметры. Далее последовательно варьируются амплитуды отраженных волн, временные координаты разрывов для диэлектрической проницаемости среды и коэффициенты отражения слоев. Сравнительный анализ вейвлет-преобразований для разных параметров и бинарных профильных данных позволяет на практике более корректно проводить оценки характеристик среды.

На рис. 13.7 приведен один из исходных профилей в полноволновой форме с цветной кодировкой амплитуды сигнала (левая панель) и полученный из него после обработки с использованием программы Geowaves (средняя панель). Для сравнения приведен также бинарный профиль (правая панель). В данном случае правильный подбор параметров

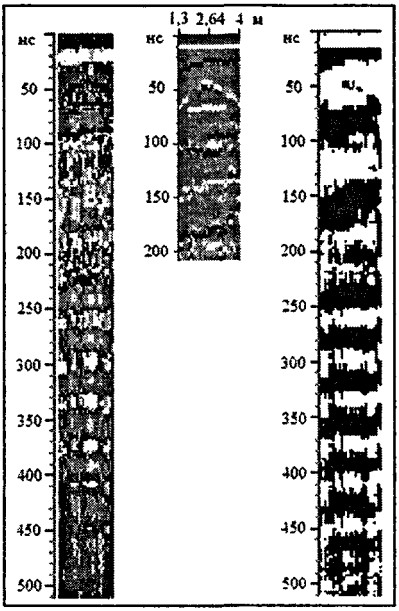


Рис. 13.7. Результаты обследования нефтепровода «Буденновск – Нефтекумск»

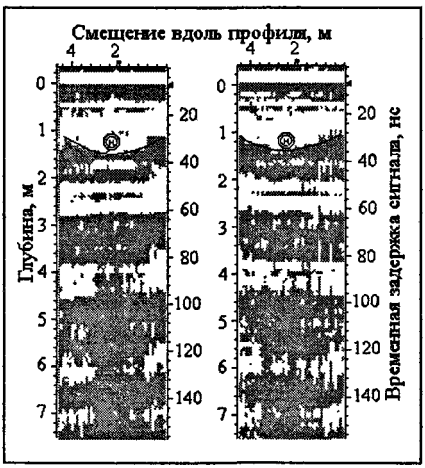


Рис. 13.8. «Аномальный» образ трубопровода на радарограмме, полученной на грунтах с повышенным содержанием солей (нефтепровод «Буденновск – Нефтекумск»)

для вейвлет-преобразования позволил существенно сузить образ трубы на радарограмме и более четко зафиксировать максимум и положение ветвей гиперболы. Этого удалось достичь не только сужением областей синфазности импульсов на радарограммах, но и возможностью учета изменения амплитуды принимаемого сигнала вдоль осей синфазности, полученных в результате вейвлет-преобразования.

Два бинарных профиля, полученных на солончаковом участке, приведены на рис. 13.8. В отличие от предыдущего профиля, здесь наблюдается аномальный образ трубы в виде «гиперболы», обращенной выпуклостью вниз. Полученный результат можно объяснить значительными изменениями засоленности грунта в окрестности трубопровода. Известно, что нефтепродукты перекачиваются по трубопроводу в нагретом до 60–70°С состоянии, при этом вокруг трубы происходит интенсивное испарение влаги, что в свою очередь вызывает непрерывный приток вод из соседних областей, вместе с растворенными в этих водах солями. В результате концентрация солей в окрестности трубопровода значительно увеличивается, и вокруг трубы образуется грунтовый «кожух» с повышенным содержанием солей, причем толщина его должна быть максимальной над верхней частью трубы, где испарение происходит наиболее интенсивно. С ростом содержания солей увеличивается проводимость и диэлектрическая проницаемость грунта, а скорость распространения сигнала в свою очередь уменьшается.

Поскольку эти изменения значительны, зависимость задержки сигнала вдоль профиля будет в основном определяться толщиной соленого «кожуха» вокруг трубы, измеряемого в направлении распространения сигнала. В результате задержка сигнала непосредственно над трубой, где толщина кожуха максимальна, оказывается наибольшей и постепенно убывает при удалении от оси трубопровода. В результате на радарограмме образуется «гипербола» с аномальной ориентацией.

13.4. Поиск коммуникаций в водных бассейнах

Примеры с исследованием коммуникаций в водных бассейнах интересны тем, что в этом случае можно говорить об относительно однородных средах (вода, лед), в которых существенно облегчается задача моделирования распространения широкополосных электромагнитных сигналов. При этом появляется больше возможностей для восстановления формы исходного зондирующего импульса и использования полученного результата для повышения точности определения глубины залегания объектов. Для однородных сред получаемые на радарограммах образы локальных неоднородностей типа труб и кабелей обычно ярко выражены и имеют характерный вид «гипербол», причем их кривизна в области вершины уменьшается с ростом диаметра неоднородности. Для объектов больших размеров даже в приближении геометрической оптики удается получить отличительные особенности, имеющих форму гиперболы.

Один из примеров обнаружения трубопроводов и кабелей на реке Ермишь в Рязанской области обсуждался выше (п.13.1). В данном параграфе рассматривается пример обнаружения кабелей связи на подводном переходе на реке Пахра (Московская область) с помощью георадара «ГРОТ-10». Работы проводились в двух режимах: бинарных форм (очень быстрый режим измерения, при котором регистрируются только превышения амплитуды сигнала над заданным порогом) и волновых форм (регистрируется вся доступная информация). Полученные профили показаны на рис. 13.9 и 13.10.

На рис. 13.9,*а* показана радарограмма, полученная на левом берегу реки. Отчетливо виден образ кабеля в виде «гиперболы», его положение на радарограмме отмечено кружком на глубине около 1,2 м. Непосредственно у среза воды измерения не проводились из-за невозможности работы на крутом берегу. На рис. 13,*б–г* показаны радарограммы, полученные при надводных измерениях с лодки. Слева приведены исходные необработанные кадры, а на кадрах справа выделен профиль дна реки и на этом профиле светлыми и темными кружками отмечены кабели. Для профилей *3* и *4* убраны сигналы с малыми временами задержки (рис. 13.9,*г,д*). На левой оси кадров нанесены глубины в метрах для воды, рассчитанные с учетом того, что ее диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 81$, на правой оси – шкала глубин для грунта с диэлектрической проницаемо-

стью $\varepsilon = 9$. На некоторых кадрах на правой шкале приведена временная задержка сигнала в наносекундах, непосредственно измеряемая георадаром.

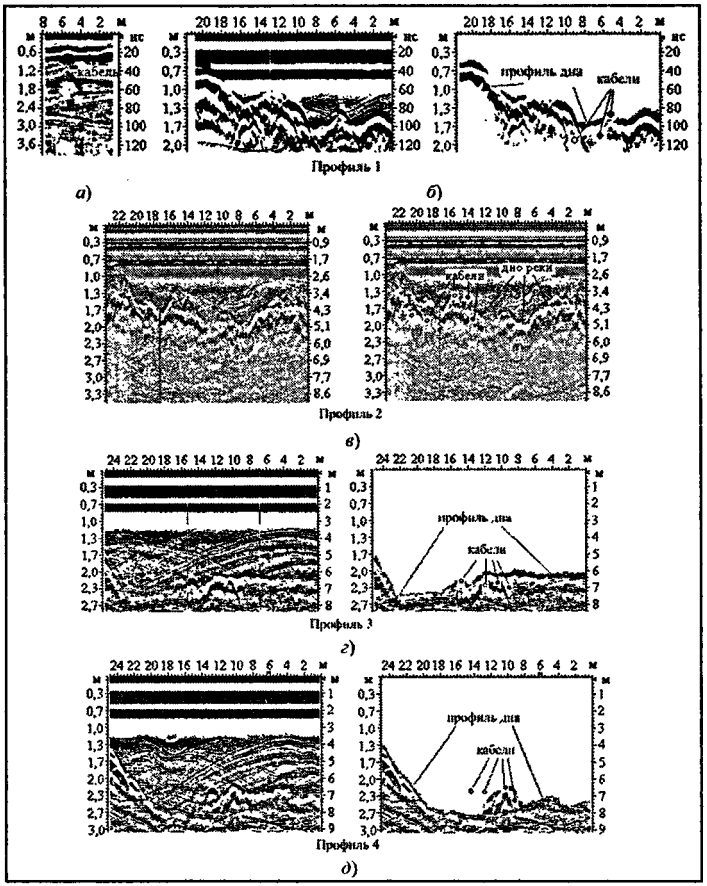


Рис. 13.9. Радарограммы, полученные при поиске кабелей на р. Пахра: *а* – радарограмма, полученная на левом берегу реки; *б* – профиль *1*; *в* – профиль *2*; *г*, *д* – профили *3* и *4* соответственно (левый кадр – исходная радарограмма в бинарной форме, правый кадр – обработанная радарограмма, положение кабелей указано кружками)

На профилях *1* и *2* (рис. 13.9,*б*,*в*) кабели лежат на дне, а на профиле *4* (рис. 13.9,*д*) кабели не замыты и возвышаются над дном на 0,2–0,5 м. Почти везде на исследуемом участке кабели располагаются либо на самом дне, либо неглубоко под ним. Берега реки на исследуемом участке очень крутые, и глубина быстро нарастает до 3,7 м при удалении от берега, причем левый берег круче уходит в глубину (рис. 13.10, правая панель). Вода в реке Пахра грязная, имеет очень большой коэффициент

затухания, причем в первые дни экспериментов затухание сигнала было значительно меньше, чем в последний день. В самом деле, на профиле *13* (рис. 13.10, левая панель) дна почти не видно, хотя уровень воды в реке на 30–40 см ниже, чем для профиля *12* (рис. 13.10, правая панель), полученного на том же самом месте в другой день, когда отражение сигнала от речного дна отчетливо просматривалось. Эти результаты показывают, что георадарные обследования могут в принципе использоваться с целью экологического мониторинга пресноводных водоемов.

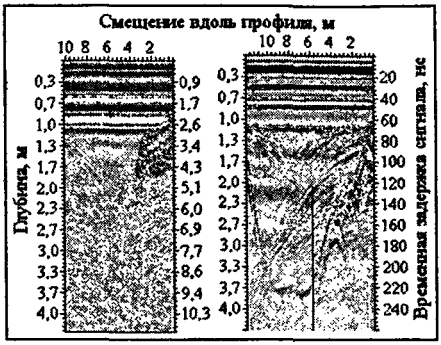


Рис.13.10. Радарограммы, полученные при пересечении р. Пахра в разные дни при различном уровне загрязнения воды (профиль *13* – левая панель, профиль *12* – правая панель);

Выводы

Опыт эксплуатации георадаров серии «ГРОТ» показывает, что несмотря на удачные технические решения, позволившие реализовать оптимальные эксплуатационные характеристики приборов, на практике встречается множество случаев, когда интерпретация полученных данных традиционными методами сталкивается со значительными трудностями или даже невозможна. В подобных задачах бинарная форма записи сигнала может оказаться недостаточной, и необходимо использовать данные о волновой форме сигнала. Нередко при этом возникает необходимость привлечения дополнительной информации об исследуемых объектах и разработки новых способов интерпретации с использованием этой дополнительной информации.

Литература к главе 13

1. *Владов М.Л., Старовойтов А.В.* Георадиолокационные исследования верхней части разреза. – М.: МГУ, 1999.
2. *Калинин А.В., Хмелевской В.К., Владов М.Л. и др.* Современная георадиолокация. – Разведка и охрана недр, 2001, № 3, с. 2–6.
3. *Волкомирская Л.Б., Варенков В.В., Лобзин В.В. и др.* Основные особенности конструкции георадаров «ГРОТ-10» и «ГРОТ-11», опыт эксплуатации и обработки данных (наст. сб., гл. 12).
4. *Варенков В.В., Волкомирская Л.Б., О Ен Ден, Руденчик Е.А.,* Салгоритм определения параметров среды по волновой форме сигнала, регистрируемого георадаром. – Сб. докладов Всероссийской научной конференции «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». – Муром, 2003, с. 230–232.

Глава 14

Особенности эксплуатации георадаров при проходке подземных горных выработок*

Перечислим цели и основные направления проводимых исследований массива грунта из горных выработок или вокруг горных выработок путем видеоимпульсного радиозондирования.

1. Зондирование впереди забоя горной выработки – обнаружение водяных линз, карстовых и кристаллоностных полостей, аллювиальных врезов, естественных неоднородностей (больших валунов), техногенных включений (труб, кабелей, старых подземных коммуникаций и разведочных скважин).

2. Зондирование вмещающих слоев грунтового массива сверху горной выработки на кровле горной выработки с открытым забоем – слежение за изменением расположения геологических слоев и обнаружение появления линз и опасных обводненных слоев. Обычно геологическое строение грунта бывает известно, и цель зондирования состоит в том, чтобы проследить за мелкомасштабными особенностями геологического строения между точками, где проводилась скважинная разведка, и определить толщины твердого или водоупорного слоя грунта (известняки, глины) непосредственно над кровлей горной выработки.

3. Зондирование стен горной выработки при обделке из монолитного прессбетона высокочастотными радарами (со средней частотой ~1,5 ГГц), при этом решается задача обнаружения возможных дефектов крепления, проводится контроль толщины бетонных стен тоннеля. Зондирование радарами с более низкой средней частотой имеет цель выявить карстовые пустоты и влажные зоны в непосредственной близости от стен горной выработки.

4. Контроль сплошного строения ледо-грунтовой перемычки, определение положения ее границы и контроль влагонасыщенности грунта за ледо-грунтовой перемычкой в случае применения специального метода проходки – замораживание контура в грунте.

5. Зондирование грунтового массива с поверхности земли вдоль трассы прокладки инженерных коммуникаций неглубокого заложения до 25 м с целью обнаружения линз и подземных коммуникаций на пути проходки.

---

* Авторы: С. В. Изюмов, С. В. Дручинин

14.1. Особенности применения георадаров в горных выработках

Работа с георадарами в горных выработках имеет свою специфику и требует совершенствования технологии зондирования. Укажем основные отличительные особенности работы георадаров в горных выработках.

Влияние стен горных выработок и горнопроходческого оборудования на работу георадара. Георадар обычно окружают армированные поверхности горной выработки, а также металлическая часть горнопроходческого щита в виде полого цилиндра. Позади радара в горной выработке имеются металлические механизмы горнопроходческого оборудования (погрузочная машина, проходческий комбайн, вагонетки). Стены горной выработки и окружающее металлическое оборудование дают паразитные отражения, являющиеся помехами для работы радара; наличие в передней части конструкции некоторых проходческих щитов усиливающих конструкций (рам или перемычек) также влияет на работу антенн радара.

Максимальная дальность зондирования в горной выработке определяется не только и не столько ограниченным энергетическим потенциалом георадара, сколько мешающими отражениями со стороны стен и окружающих механизмов.

Влияние неровностей поверхности. Поверхность забоя, как правило, не бывает достаточно ровной. Неровности могут достигать 10–20 см и более. Неровности поверхности приводят к неконтролируемому зазору между антеннами и поверхностью грунта. Многие типы антенн обеспечивают оптимальный режим излучения и приема при достаточно плотном контакте с поверхностью. Поэтому при наличии больших неровностей поверхности уровень зондирующего сигнала в сторону грунтового массива падает. Кроме того, возрастает паразитное излучение в обратном и боковых направлениях. Волны проходят в зазоре между антеннами и грунтом, идут в боковых направлениях, выходят из-под краев антенн и излучаются в заднее полупространство. Поэтому при неровной поверхности грунтового массива проблема подавления паразитного излучения антенн в заднем направлении становится очень актуальной.

Особенно сильно паразитное излучение усиливается при отрыве антенн от грунтового массива в том случае, когда последний является глинистым или суглинистым, и поэтому имеет большую проводимость. В этом случае при плотно прижатых к грунту антеннах волны, идущие вдоль передней стороны антенны, и выходящие затем из-под ее краев, сильно затухают ввиду потерь в грунте.

Неконтролируемый и изменяющийся вследствие неровностей зазор между антеннами и грунтом вызывает изменения сигнала прямого прохождения между антеннами при их движении вдоль поверхности

грунта. Это приводит к помехам в виде ложных отражений вблизи поверхности, что затрудняет интерпретацию результатов зондирования.

Условия размещения антенн (при измерениях и транспортировке). Ввиду ограниченности площади для перемещения антенн по поверхности забоя и узкого промежутка между стеной горной выработки и механизмами горнопроходческого оборудования практически невозможно использовать антенны больших размеров (более чем 40–50 см). Следовательно, нельзя сильно понизить рабочую частоту радара, что вызвало бы необходимость применения антенн больших размеров, либо привело бы к существенному снижению КПД антенн. Нельзя существенно увеличить экранировку антенн за счет увеличения размеров экрана, или путем размещения резистивных блоков вокруг и позади антенн. Кроме того, часто невозможно проводить измерения сигналов при большом расстоянии между антеннами. Из-за малого размера поверхности забоя фокусировка при обработке сигналов не дает хороших результатов.

14.2. Численное моделирование работы георадара при зондировании в горной выработке впереди забоя

В данном пааграфе приводятся результаты расчета зондирующих видеоимпульсов, сигналов прямого прохождения и импульсов мешающих отражений. Найден паразитный отраженный сигнал со стороны стен горной выработки и стен (полой цилиндрической части) горнопроходческого оборудования с открытым забоем. Определено паразитное отражение от вагонетки, расположенной в горной выработке. Амплитуды мешающих отражений сравниваются с амплитудами полезных сигналов, отраженных от объектов: металлических труб и крупных валунов.

Расчеты характеристик антенн георадаров проводились в [1–6]. Повышение развязки «верх-низ» путем экранировки антенн блоками резистивного материала и прокладывания слоя резистивного материала в зазоре между антеннами и поверхностью грунта рассматривалось в [4, 5]. Найдены оптимальные значения проводимости резистивного материала для различных типов покрытия антенн и при различных электрических параметрах грунта.

Результаты моделирования приведены для горной выработки с малым диаметром – 2,6 м. В таких горных выработках проблема экранировки антенн стоит особенно остро. В них невозможно использовать антенны больших размеров. Поэтому на практике используются небольшие антенны – обычно размерами 45×35 см. Антенны небольшого электрического размера обладают недостаточно высокой развязкой «верх-низ», из-за чего паразитные отражения со стороны горнопроходческого оборудования и стен горной выработки особенно велики.

Для моделирования использовался метод конечных разностей [7]. Модель антенной системы горнопроходческого оборудования, стен горно-разведочной выработки и объекта (металлической трубы) показана на рис. 14.1. Антенны щелевого типа имеют щель в виде двух треугольников. Внутри антенны заполнены резистивным материалом с проводимостью $\sigma_{ант} = 0{,}2$ см/м и диэлектрической проницаемостью $\varepsilon' \approx 1$. Расстояние между центрами антенн – 60 см. Центры антенн расположены в *H*-плоскости обеих антенн, слева на рисунке показано сечение антенны в *E*-плоскости.

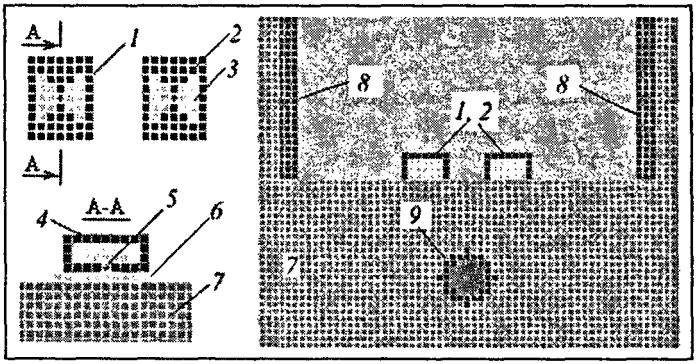


Рис. 14.1. Модель антенного блока, стен горной выработки и объекта из кубических элементов (шаг сетки – 5 см, диаметр горной выработки – 2,6 м): *1, 2* – передающая и приемная антенны; *3* – щель; *4* – экранирующий короб; *5* – точка питания; *6* – слой резистивного материала; *7* – грунтовый массив; *8* – стены горной выработки и цилиндрическая часть горнопроходческого оборудования; *9* – металлическая труба

Источник поля имеет вид тока, текущего между краями щели в одном центральном кубическом элементе. Временная зависимость тока J в точке питания имеет вид:

$$J(t) = 1/2\left(1 - \cos(\pi t/t)\right) \text{ при } 0 < t < 2\tau, \quad J(t) = 0 \text{ при } t > 2\tau, \qquad (14.1)$$

где τ – длительность возбуждающего импульса тока.

Для представленных ниже результатов численного моделирования длительность возбуждающего импульса составляет 3 нс. Максимальная амплитуда тока в точке питания антенны составляет 5 А. При расчетах находились импульсы напряжения $U(t)$ в центре щели приемной антенны георадара. В проведенных расчетах электрические параметры грунта были следующими: $\varepsilon' = 16$, проводимость $\sigma = 0{,}02$ См/м. Это соответствует влажному суглинку с умеренным содержанием глинистых частиц и высокой объемной влажностью $V \approx 20 - 25\%$.

Горнопроходческое оборудование – проходческий щит с открытым забоем. Цилиндрическая часть щита и идущая позади него железобетонная крепь приближенно моделировались идеально проводящим полым цилиндром. Расчеты проведены для трех случаев:

антенны прислонены вплотную к грунту;

зазор между антеннами и грунтовым массивом составляет один кубический элемент;

между антеннами и грунтовым массивом проложен слой резистивного материала.

Результаты моделирования импульсной характеристики георадара при зондировании в направлении вблизи нормали к поверхности грунтового массива показаны на рис. 14.2. Зондирующий сигнал находился как сигнал, отраженный от идеально проводящей плоскости, расположенной в грунте на расстоянии 1 м от забоя.

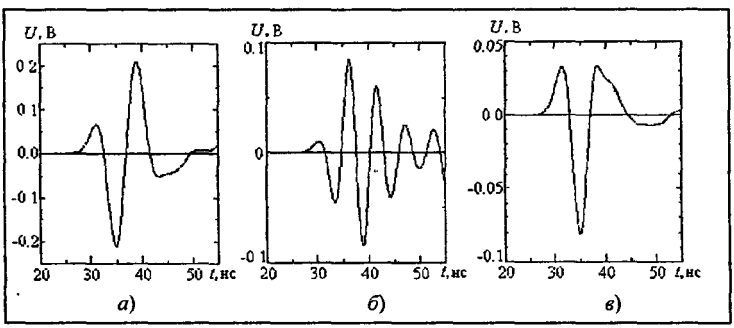


Рис. 14.2. Зондирующий сигнал георадара, отраженный от идеально проводящей плоскости, расположенной в грунте на расстоянии одного метра от поверхности забоя при различных способах расположения антенн на грунте:
а – антенны расположены вплотную на грунте; *б* – зазор между антеннами и грунтом – 5 см; *в* – антенны расположены на слое резистивного материала толщиной 5 см с электрическими параметрами $\varepsilon' \approx 1$, $\sigma = 0{,}05$ См/м

Было обнаружено, что прокладывание тонкого (около 5–10 см) слоя резистивного материала в зазоре между антеннами и грунтом существенно улучшает импульсную характеристику георадара и увеличивает развязку «верх-низ» антенн [4, 5]. На практике, при зондировании в строящихся тоннелях использовался материал, применяемый в безэховых камерах и изготовленный на основе поролона. Этот материал легко деформируется и при достаточной толщине слоя заполняет собой углубления в неровной поверхности грунта. Проводимость этого резистивного материала увеличивается в пределах 0,04–0,06 См/м при увеличении частоты от 100 до 200 МГц, на частотах 2–5 МГц проводимость составляет 0,01–0,02 См/м. При расчетах резистивный материал моделировался средой с $\varepsilon' \approx 1$ и проводимостью $\sigma = 0{,}05$ См/м.

При отсутствии слоя резистивного материала импульсная характеристика отличается от той, которая характерна для георадаров серии ТР-ГЕО производства ЗАО «Геологоразведка». Она содержит большее количество паразитных колебаний сигнала, и для нее характерна малая амплитуда самой первой осцилляции.

Как видно из графиков рис. 14.2, увеличение зазора между антеннами и поверхностью грунта приводит к ухудшению импульсной характеристики: возрастает число колебаний, относительный уровень первого колебания сильно уменьшается. Существенно (в 2 раза) уменьшается максимальная амплитуда зондирующего сигнала. Первый полупериод колебаний, несущий информацию о положении объекта и знаке отраженного сигнала, уменьшается примерно в 7 раз. Заметно возрастает средняя частота спектра зондирующего сигнала.

При заполнении зазора между антеннами и грунтом резистивным материалом импульсная характеристика существенно улучшается: сильно возрастает относительная амплитуда первого полупериода, резко увеличивается декремент затухания последующих колебаний. Максимальная амплитуда сигнала примерно в 2,4 раза меньше, чем при расположении антенны вплотную на грунте, но эффект улучшения импульсной характеристики заставляет пойти на эти потери в амплитуде сигнала. По сравнению со случаем расположения антенны на небольшом расстоянии от поверхности грунта максимальная амплитуда зондирующего сигнала не увеличилась, однако амплитуда первого полупериода возросла более чем в 3 раза.

На рис. 14.3 и 14.4 приведены результаты расчетов сигнала прямого прохождения, идущего непосредственно между передающей и приемной антеннами, и сигналов, отра-

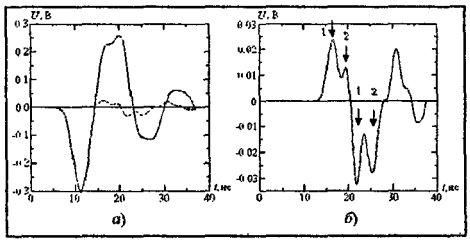


Рис. 14.3. Сигнал, проходящий между антеннами в отсутствие горной выработки (*а*, сплошная линия) и сигнал, отраженный от стен горной выработки и стен (полой цилиндрической части) горнопроходческого оборудования (*а*, пунктир); антенны расположены вплотную на поверхности грунта $h = 0$ (*б*)

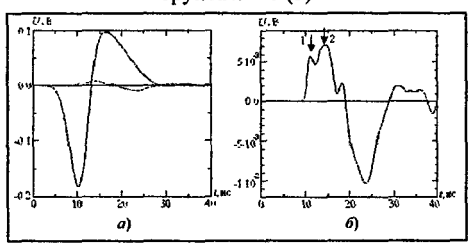


Рис. 14.4. Сигнал, проходящий между антеннами в отсутствие горной выработки (*а*, сплошная линия) и сигнал, отраженный от стен горной выработки и стен (полой цилиндрической части) горнопроходческого оборудования (*а*, пунктир) – антеннами и грунтом находится слой резистивного материала толщиной 5 см и проводимостью 0,05 См/м (*б*)

женных от стен горной выработки и полой цилиндрической части горнопроходческого оборудования. Найдены импульсы напряжения $U(t)$ в центре щели приемной антенны. Для нахождения сигналов, отраженных от горнопроходческого оборудования и стен горной выработки, проводилось два расчета: при наличии оборудования и горной выработки (см. рис. 14.1) и для случая, когда грунтовый массив представляет собой полупространство. Затем из результатов первого расчета вычитались результаты второго.

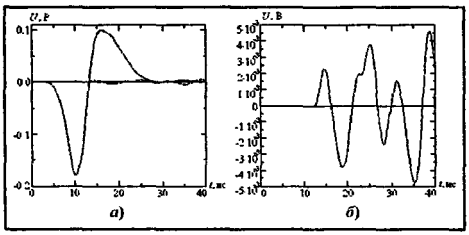


Рис. 14.5. Сигнал прямого прохождения (*а*, сплошная линия) и сигнал, отраженный от вагонетки (*а*, пунктир, *б*) (между антенной и грунтом проложен слой резистивного материала толщиной 5 см и проводимостью 0,05 См/м)

На рис. 14.5 приведены результаты расчета паразитного сигнала, отраженного от металлической вагонетки, находящейся в горной выработке позади антенн. Размеры вагонетки составляют 85×105×155 см, торец удален на 1,5 м от поверхности забоя.

Результаты расчета амплитуд сигнала прямого прохождения, зондирующего сигнала, отраженного от металлической плоскости на расстоянии 1 м от поверхности забоя, и сигналов мешающих отражений представлены в табл. 1. Для сигнала прямого прохождения и зондирующего сигнала дана также амплитуда первого полупериода.

Таблица 14.1

Расположение антенн	Прямое прохождение		Зондирующий сигнал		Отражение от стен	Отражение от вагонетки
	Первый полупериод	Максимальный полупериод	Первый полупериод	Максимальный полупериод	Максимальный полупериод	Максимальный полупериод
На поверхности грунта без зазора	0,3	0,3	0,065	0,2	0,033	0,03
Зазор 5 см между антеннами и грунтом	0,36	0,45	0,0093	0,085	0,14	0,12
Слой резистивного материала толщиной 5 см между антеннами и грунтом	0,18	0,18	0,033	0,082	0,007	0,0037

При выбранной длительности импульса генератора ($\tau = 3$ нс), малом расстоянии между антеннами и малом диаметре горной выработки, отраженный от стен сигнал плохо различим на фоне сигнала прямого

прохождения, если антенны расположены вплотную на грунте или на слое резистивного материала. Только при отрыве антенн от грунта на расстояние 5 см этот сигнал становится хорошо различимым.

При использовании резистивного слоя сильно улучшается сигнал прямого прохождения между антеннами. Амплитуда второго полупериода почти в два раза меньше, чем первого, в то время как при отсутствии зазора между антенной и поверхностью грунта амплитуда второго полупериода такая же, как первого. Кроме того, в промежутке времени $t > 25–30$ нс, где располагаются полезные отраженные сигналы, сигнал прямого прохождения приобретает характер медленно затухающей экспоненты.

В сигнале, отраженном от стен горной выработки и стен горнопроходческого оборудования, можно различить два похожих по форме импульса, имеющих разную задержку по времени. На 14.3 и 14.4 они помечены стрелками с номерами *1*, *2*. Оба сигнала распространяются вдоль поверхности грунта, частично в воздухе, частично в грунте. Один сигнал (№1) идет преимущественно в секторах возле *E*-плоскостей антенн, второй (№2) в секторах возле *H*-плоскостей. Сигнал, идущий между антеннами вдоль *H*-плоскости, идет с большим замедлением, чем сигнал прямого прохождения, идущий вдоль *E*-плоскости [5].

Сигнал вдоль *E*-плоскости при распространении в промежутке между антеннами практически целиком идет в воздухе. Аналогичные заключения можно сделать относительно рассматриваемых сигналов *1* и *2* (рис. 14.3 и 14.4.), идущих вдоль поверхности забоя, и отраженных от стен горной выработки и стен горнопроходческого оборудования.

Сигнал, отраженный от вагонетки, содержит множество колебаний на значительном временном интервале, где могут наблюдаться полезные отраженные сигналы. В случае неплотного контакта антенн и поверхности грунта и наличии зазора 5 см между антеннами и грунтом отраженный от вагонетки сигнал очень велик, и будет мешать зондированию объектов впереди забоя. При прокладывании резистивного материала между антенной и поверхностью грунта отраженный от вагонетки сигнал сильно уменьшается. Эффект ослабления этого паразитного отраженного сигнала за счет использования слоя резистивного материала больше, чем для сигнала, отраженного от стен горной выработки и цилиндрической части горнопроходческого оборудования.

Отрыв антенн от грунта на 5 см уменьшает зондирующий сигнал по максимальной амплитуде в 2.4 раза (первую осцилляцию – в 7 раз). Паразитные сигналы возрастают: сигнал прямого прохождения в 1,5 раза, сигнал, отраженный от стен горной выработки и полой цилиндрической части горнопроходческого оборудования – в 4,2 раза, сигнал, отраженный от вагонетки позади антенн – в 4 раза.

Прокладывание слоя резистивного материала между антеннами и грунтом сильно ослабляет относительный уровень мешающих отражений, особенно амплитуду сигнала, отраженного от вагонетки. По сравнению со случаем плотного контакта антенн с поверхностью грунта зондирующий сигнал уменьшился по амплитуде в 2 раза, сигнал прямого прохождения – в 1,7 раза, отражения от стен – в 4,7 раза, отражения от объектов позади антенн – в 8 раз. По сравнению со случаем воздушного зазора 5 см максимальная амплитуда зондирующего сигнала не изменилась, сигнал прямого прохождения уменьшился в 2,5 раза, отражения от стен – в 20 раз, отражения от объектов в горной выработке позади антенн – в 32,5 раза.

В табл. 14.2 показаны максимальные амплитуды сигналов, отраженные от металлической трубы диаметром 45 см, пересекающей ось горной выработки. В табл. 14.3 даны максимальные амплитуды сигналов, отраженных от валунов диаметром 25 и 45 см, расположенных на оси горной выработки. Диэлектрическая проницаемость валунов – $\varepsilon' = 5$, проводимость $\sigma \approx 0$. Между антеннами и грунтом проложен слой резистивного материала.

Таблица 14.2

Расстояние зондирования Z, м	Труба параллельна E-плоскости		Труба параллельна H-плоскости	
	Первый полупериод	Максимальный полупериод	Первый полупериод	Максимальный полупериод
0,5	$7 \cdot 10^{-2}$	$1{,}3 \cdot 10^{-1}$	$3{,}8 \cdot 10^{-2}$	$1{,}2 \cdot 10^{-1}$
1	$1{,}3 \cdot 10^{-2}$	$2{,}8 \cdot 10^{-2}$	$6{,}8 \cdot 10^{-3}$	$2{,}3 \cdot 10^{-2}$
1,5	$2{,}8 \cdot 10^{-3}$	$6{,}7 \cdot 10^{-3}$	$1{,}5 \cdot 10^{-3}$	$5{,}3 \cdot 10^{-3}$

Таблица 14.3

Расстояние зондирования Z, м	Диаметр валуна 25 см		Диаметр валуна 45 см	
	Первый полупериод	Максимальный полупериод	Первый полупериод	Максимальный полупериод
0,5	$7{,}4 \cdot 10^{-3}$	$2{,}1 \cdot 10^{-2}$	$1{,}8 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^{-2}$
1	$8 \cdot 10^{-4}$	$2{,}7 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$6{,}1 \cdot 10^{-3}$
1,5	$1{,}3 \cdot 10^{-4}$	$5{,}2 \cdot 10^{-4}$	$3{,}4 \cdot 10^{-4}$	$1{,}2 \cdot 10^{-3}$

При прокладывании слоя резистивного материала между антеннами и грунтом отражения от трубы, находящейся на расстоянии 1 м, намного превышают паразитный сигнал, отраженный от вагонетки. Амплитуда первого полупериода сравнима с амплитудой отражения от стен горной выработки и стен горнопроходческого оборудования. Но как видно из рис. 14.3, максимальные колебания сигнала, отраженного от стен, приходятся на время от 10 до 25 нс, а отраженный от трубы сигнал приходит позже (при

$t > 35$ нс). Таким образом, полезные сигналы от труб на расстоянии 1 м намного превышают сигналы возможных помех.

Амплитуды сигналов, отраженных от валунов, расположенных на расстоянии 0.5 м от забоя, достаточно велики. Поэтому отраженные сигналы хорошо различимы на фоне всех мешающих отражений. Только в случае небольших валунов (25 см) возможна ошибка в определении знака отражения, так как амплитуда первого колебания сравнима с мешающими отражениями. При расстоянии зондирования $Z = 1$ м отраженные сигналы сравнимы с мешающими отражениями, или меньше их по амплитуде, что затрудняет их обнаружение.

Сигналы, отраженные от рассмотренных объектов, будут хорошо различимы на фоне сигнала прямого прохождения между антеннами, поскольку во время прихода отраженного сигнала сигнал прямого прохождения имеет вид медленно затухающей экспоненты. Полученные расстояния зондирования, где возможно достоверное различение полезных отраженных сигналов и мешающих отражений, невелики. Это обусловлено высоким затуханием радиоволн в рассмотренном влажном суглинистом грунте.

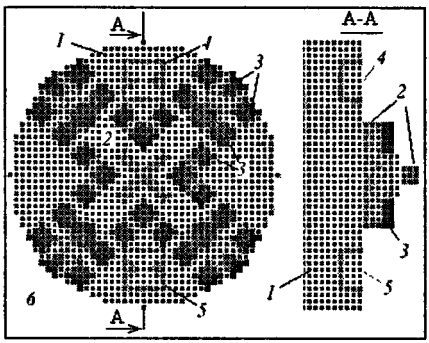


Рис. 14.6. Модель горнопроходческого оборудования с закрытым забоем типа «Кристалл» (шаг сетки – 5 см): *1* – проходческий щит; *2* – крестообразный торец ротора; *3* – резцы; *4, 5* – антенны; *6* – грунт

В ЗАО «Геологоразведка» проведены научно-технические исследования и проектирование новой радарной системы, устанавливаемой на горнопроходческом оборудовании «Кристалл» производства ООО «Крот инжиниринг». Кубическая модель при расчетах методом конечных разностей показана на рис. 14.6, где антенны – щелевого типа, расположены на краях передней стороны проходческого щита по разные стороны от крестообразного торца ротора с резцами. На рис. 14.7 приведен один из результатов моделирования рас-

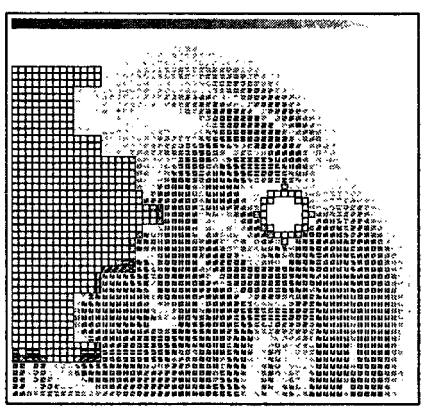


Рис. 14.7. Распределение магнитного поля импульсной волны георадара в плоскости, проходящей через центры антенн (шаг сетки – 5 см)

пределения поля импульсной волны георадара методом конечных разностей (впереди проходческого щита типа «Кристалл» расположена металлическая труба, стрелки указывают направление поля H, интенсивность серого цвета – амплитуду). Результаты расчетов сигнала прямого прохождения и сигналов, отраженных от металлической трубы, показаны на рис. 14.8 и 14.9. Амплитуда волны, проходящей между антеннами вокруг крестообразного торца ротора, сильно ослаблена из-за значительного удаления антенн и наличия торца ротора. В результате, импульс, отраженный от трубы, расположенной недалеко от переднего края проходческого щита, по амплитуде в 1,5–2 раза превышает импульс прямого прохождения.

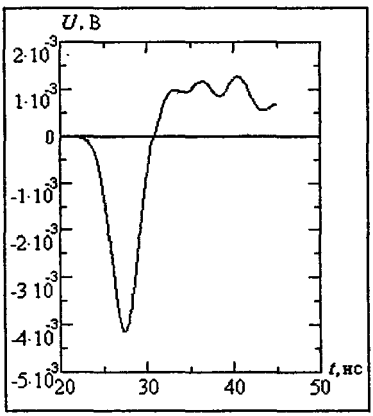


Рис. 14.8. Импульс прямого прохождения между антеннами георадара, спроектированного для горнопроходческого оборудования типа «Кристалл»

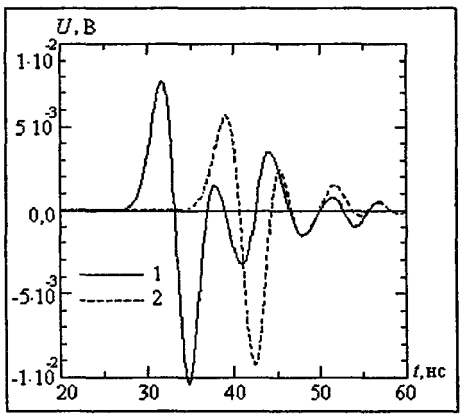


Рис. 14.9. Импульсы, отраженные от металлической трубы, при различном расстоянии от стенки трубы до передней точки проходческого щита типа «Кристалл»: *1* – 0,3 м, *2* – 0,65 м (диаметр трубы –45 см; ориентация трубы – параллельно полю E)

14.3. Внедрение технологии видеоимпульсного радиозондирования в практику проходки горных выработок

Зондирование грунтового массива видеоимпульсными георадарами проводилось ЗАО «Геологоразведка» в течение семи последних лет (1997–2004 гг.) в 67 коллекторах ОАО «Мосинжстрой», которые строились в Москве. Использование радаров было успешным. Мониторинг грунта впереди забоя строящихся коллекторов в течение семи лет позволил своевременно обнаружить: пять металлических водопроводных труб, две газопроводные трубы, один керамический коллектор, один высоковольтный кабель, пять старых разведочных скважин, две круп-

ные карстовые полости, заполненные водой, емкостью не менее 150 м^3, множество валунов большого размера (объемом более 1 м^3 каждый), 29 снарядов калибра 152 мм, оставшихся в грунте со времени Великой Отечественной войны.

Результаты практической работы по зондированию георадарами в горных выработках опубликованы в [8–17]. Некоторые результаты приведены ниже.

В ЗАО «Геологоразведка» разработан ряд георадаров серии ТР-ГЕО различного назначения, с различными диапазонами рабочих частот и различной дальностью зондирования. На рис. 14.10 показан георадар ТР-ГЕО-01, предназначенный для зондирования внутри горной выработки. Средняя частота диапазона радара – 100–150 МГц. Георадар ТР-ГЕО-01 предназначен для обнаружения трещиноватых зон в скальном грунте, карстовых и кристаллоностных полостей, твердых включений в угольных пластах, месторождений алмазов, зон разуплотнения в грунте, границ линз, плывунов, зон аллювиальных отложений, локальных предметов, металлических или диэлектрических (крупных валунов) размерами не менее 0,3–0,5 м, кабелей, труб.

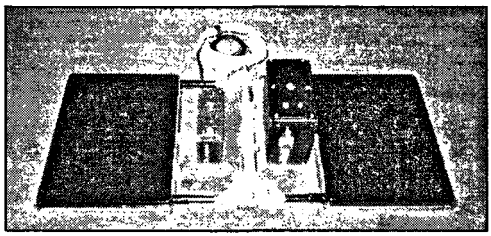


Рис. 14.10. Одна из модификаций георадара ТР-ГЕО-01 (размеры антенны – 40×30×5 см)

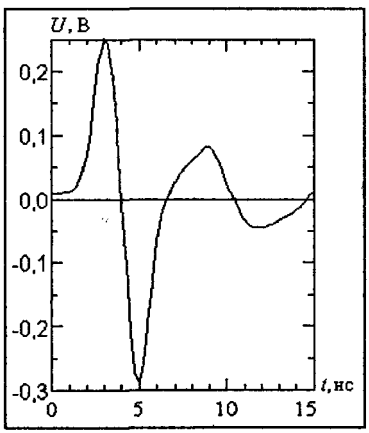


Рис.14.11. Импульс напряжения на входе приемника георадара ТР-ГЕО-01

В радарах серии ТР-ГЕО применяются антенны щелевого типа. Щель имеет форму двух треугольников. Антенны в антенном блоке ориентированы так, что линия, соединяющая центры антенн находится в *H*-плоскости антенн. На рис. 14.11 показан зондирующий видеоимпульс георадара ТР-ГЕО-01. Он содержит всего два–три основных полупериода колебаний. Этот импульс излучается и принимается в направлении, перпендикулярном поверхности среды. Антенны имели размер 40×40×7 см. Сигнал измерялся, когда антенны были прислонены к грунту и направлены друг на друга. Грунт – песчаный с низкой влажностью. Расстояние между антеннами – 1 м.

Антенны характеризуются значительной развязкой «верх-низ», т.е. отношением полезного сигнала, излученного в грунт, к сигналу, излученному в обратном направлении. Развязка «верх-низ» для каждой из антенн на 5–10 дБ превышает развязку для неэкранированного электрического вибратора. Это свойство необходимо при работе радара в горных выработках, где стены тоннеля и горнопроходческое оборудование могут давать значительные мешающие отражения. Допускается небольшой зазор (до 3–5 см) между антеннами и исследуемой поверхностью. Излучаемый в сторону грунта полезный сигнал максимален при плотном контакте антенн с грунтом.

Алгоритмы обработки включают предварительную обработку сигналов, несколько специальных методов обработки сигналов (инверсная фильтрация, автокорреляционная обработка), трех мерную фокусировку и построение вертикальных профилей и трехмерного изображения. Предварительная обработка состоит, главным образом, в нахождении сигнала прямого прохождения, вычитании его из измеренных сигналов и фильтрации.

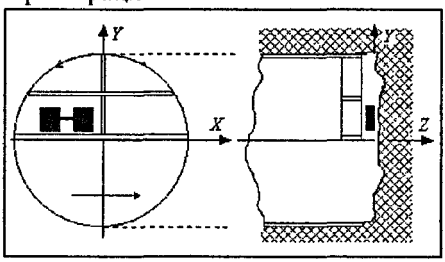


Рис. 14.12. Конструкция проходческого щита с открытым забоем и места расположения антенного блока георадара (диаметр тоннеля – 3,6 м)

Часть работ по зондированию георадарами была проведена в проходческих щитах с открытым забоем. Проходческие щиты этого типа имеют свободный доступ ко лбу забоя. Диаметр щитов – 3,6; 4,2; 2,56 м. Некоторые щиты имеют усиливающую конструкцию в виде металлической рамы в передней части (рис. 14.12).



Рис. 14. 13. Проходческий щит с открытым забоем диаметром 4 м

Другая конструкция щита, не имеющая рамы впереди щита, показана на рис. 14.13. Рабочим органом, разрушающим грунт в проходческих щитах, является либо шарошка (щит на рис. 14.13), либо обратная лопата (щит на рис. 14.12). Кроме того, в непосредственной близости от забоя имеется транспортер, вагонетка для транспортировки грунта. Наличие этих механизмов является существенным фактором, поскольку они дают отражения, мешающие работе радара.

При зондировании обычно использовался георадар ТР-ГЕО-01 или радары, близкие к нему по параметрам. На перед-

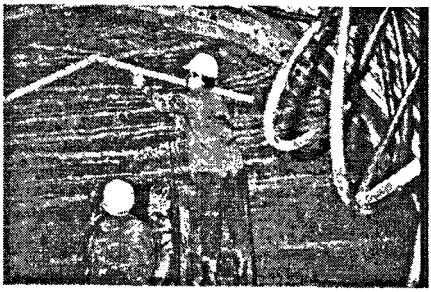


Рис. 14.14. Зондирование впереди забоя строящегося коллектора (диаметр проходческого щита – 4 м (см. рис. 14.13))

ней стороне антенн был укреплен слой резистивного материала. На рис. 14.14 показан процесс записи сигналов при зондировании впереди забоя. Антенный блок перемещается по поверхности забоя вдоль вертикальных дорожек с шагом 10 см между дорожками. При работе в щитах диаметром 2,56 м (рис. 14.15) использовался радар ТР-ГЕО-02 с размером каждой из антенн 30×20 см.

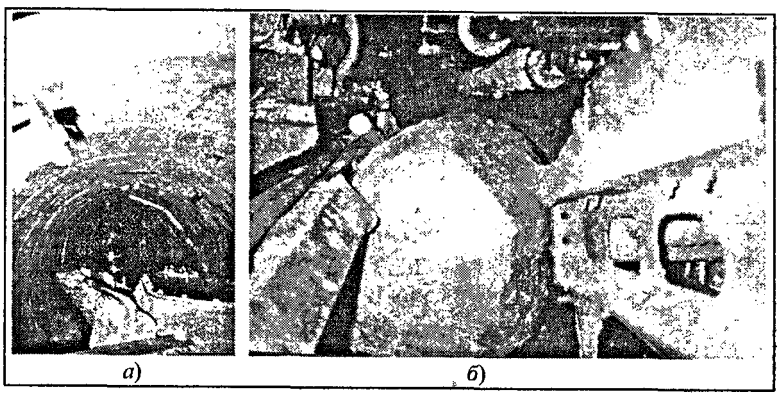


Рис. 14.15. Проходческий щит с диаметром щита 2,56 м:
а – транспортер щита; *б* – найденный валун на входе транспортера

Обычно грунтовый массив на месте проходки представлял собой глинистый или суглинистый грунт, песок или известняк. Неровности поверхности забоя обычно составляли по порядку величины 5–20 см.

Металлические трубы диаметром от 0,3 до 1,5 м обнаруживались на расстояниях до 2–4,5 м в зависимости от типа и влажности грунта. Валуны диаметром 0,5–1 м обнаруживались на расстояниях до 1–2,5 м в суглинистых грунтах с умеренной влажностью.

Приведем некоторые из полученных результатов зондирования.

Зондирование в зоне массового захоронения боеприпасов времен Великой Отечественной войны, оказавшейся на пути проходческого щита. Использовался радар ТР-ГЕО-01 со слоем резистивного материала впереди антенн. Всего было обнаружено 29 снарядов калибра 152 мм. Результат зондирования представлен на рис. 14.16. На месте найденного отражения было обнаружено скопление из пяти лежащих рядом снарядов. Расстояние от поверхности грунта до снарядов – 0,5 м. Грунт – глинистый с объемной влажностью $V = 24\%$.

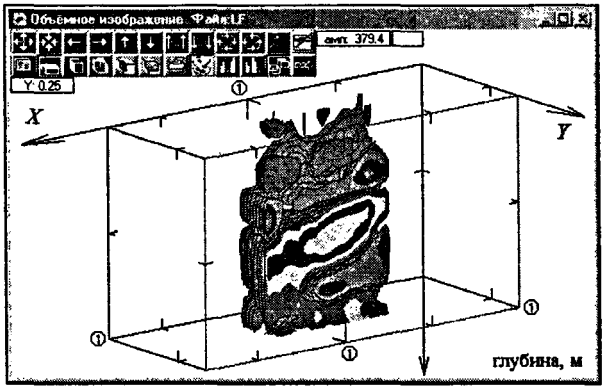


Рис. 14.16. Результат предварительной обработки сигналов зондирования пяти лежащих рядом друг с другом не взорвавшихся снарядов калибра 152 мм

Зондирование разведочной скважины. Зондирование суглинистого грунтового массива проводилось из приемной шахты. Схема шахты и процесс записи сигналов показаны на рис. 14.17. Антенный блок перемещался сверху вниз вдоль неармированных свай. На рис. 14.18 показаны результаты зондирования после автокорреляционной обработки. В грунтовом массиве было обнаружено большое отражение отрицательного знака, которое интерпретировалось на расстоянии около 4 м как металлический объект техногенного происхождения. Как оказалось, в этом месте ранее была пробурена наблюдательная гидрогеологическая скважина с металлической обсадкой.

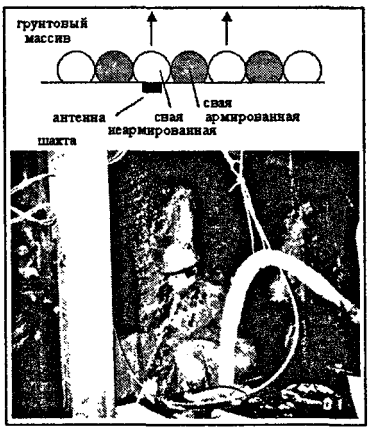


Рис. 14.17. Работа с антенным блоком внутри шахтного ствола



Рис. 14.18. Результат зондирования разведочной скважины с металлической обсадкой

При проходке горных выработок иногда необходимо контролировать качество крепи, выполненной путем сооружения бетонной рубашки. На рис. 14.19 представлен один из результатов зондирования бетонной крепи, полученной нагнетанием бетона под большим давлением. Использовался георадар, близкий по параметрам к георадару ТР-ГЕО-01. Хорошо видно отражение от границы бетонной стены и влажного глинистого грунта. Положение границы показано стрелками. Толщина бетонной крепи в верхней части участка зондирования составляет около 50 см, а в нижней около 30 см. Место, где скачком меняется толщина стены, соответствует границе между известняком, залегающим на уровне нижней половины тоннеля, и глинистым грунтом, расположенным выше. Как видно на трехмерном изображении, область большого отражения охватывает верхний и правый края участка зондирования. Такая картина соответствует сильно обводненному грунту позади бетонной стены вверху и справа. Просачивающаяся через щель вода в одном из мест, где был получен большой отраженный сигнал, подтвердила эту интерпретацию.

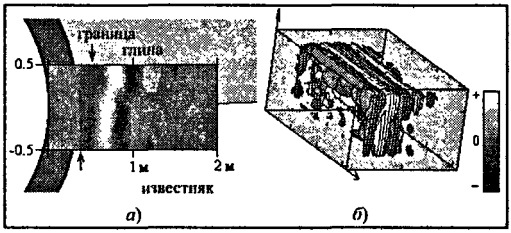


Рис. 14.19. Результат зондирования крепи из прессбетона после предварительной обработки сигналов: *а* – профиль, перпендикулярный оси тоннеля; *б* – трехмерное изображение

Зондирование, проведенное на поверхности замороженных контуров, показало, что отражение от границы влажного грунта и промороженного слоя очень хорошо видны на расстояниях 1–1,5 м в замороженных при –5–0°С супесчаных и суглинистых грунтах.

Выводы

Проведенные в ЗАО «Геологоразведка» теоретические и экспериментальные работы дают основу для широкого внедрения технологии зондирования георадарами в практику подземного строительства. Внедрение этой технологии позволит повысить безопасность при ведении горнопроходческих работ, сэкономить значительные средства при геологоразведочных и строительных работах. Полученные в результате зондирования георадарами данные о наличии зон разуплотнения после строительства коллектора методом микротоннелирования свидетельствуют о необходимости постоянного мониторинга, как в процессе строительства, так и после его завершения. Технология сверхширокополосного видеоимпульсного радиозондирования вышла за пределы лабораторий и стала неотъемлемой частью повседневной работы строителей.

Литература к главе 14

1. *Дручинин С.В.* Расчет характеристик антенн георадара. – Вопросы дифракции и распространения электромагнитных волн: Междувед. сб. – М.: МФТИ, 1998, с. 75–96.
2. *Druchinin S.V.* Analysis of characteristics of a slot antenna used in georadar, Proceedings of the 7-th International Conference on Ground Penetrating Radar, Univ. of Kansas, Lawrence, Kansas, USA, May 27-30, 1998, vol.2, pp. 643–648.
3. *Дручинин С.В.* Расчет характеристик щелевых антенн георадиолокатора. – Радиотехника и электроника, 1999, т. 44, № 6, с. 696–704.
4. *Дручинин С.В., Изюмов С.В, Чернокалов А.Г.* О новых геофизических методах исследования горного массива. – Тр. юбилейной научно-практической конференции «Подземное строительство России на рубеже XXI века. Итоги и перспективы». – Москва, 15-16 марта, 2000, с. 154–158.
5. *Druchinin S.V.* Analysis of characteristics of shielded antennas of georadar, GPR 2000, Proceedings of the 8-th International Conference on Ground Penetrating Radar, Gold Coast, Australia, 23-26 May, 2000, pp. 390–395.
6. *Druchinin S.V.* Analysis of characteristics of slot and dipole antennas of georadar, Proceedings of the SSTA 2000, International Conference on Subsurface Sensing Techn. and Appl., San Diego, California, USA, 30 July–4 Aug., 2000.
7. *Yee K.S.* Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, May 1966, vol. AP-14, pp. 302–307.
8. *Izyumov S.V., Chernokalov A.G., Druchinin S.V.* Testing of a georadar in tunnel drifting, Proceedings on 5th meeting of the EEGS, European Section, Budapest, Hungary, 1999, pp. GrP11.
9. *Лернер В.Г., Изюмов С.В, Чернокалов А.Г., Дручинин С.В.* Георадары на объектах ОАО «Мосинжстрой». – Подземное пространство мира, 1999, № 2–3, с. 46–49.
10. *Izyumov S.V., Druchinin S.V., Chernokalov A.G.* Using of georadars in tunnels drifting, Proceedings of the AITES-ITA 2001 Wold Tunnel Congress, Milan, Italy, 10–13 June 2001, pp. 245–252.
11. *Лернер В.Г., Изюмов С.В, Дручинин С.В.* Перспективы применения метода подповерхностного зондирования. – РОБТ, 2002, №3 (май), с. 19–23.
12. *Лернер В.Г., Изюмов С.В., Дручинин С.В., Чернокалов А.Г.* Практическое использование в инженерной геофизике, строительстве и дефектоскопии. – Подземное пространство мира, 2002, №3–4, с. 44–48.
13. *Изюмов С.В.* Совершенствование опережающего контроля массива горных пород радарами при проходке подземных горных выработок. –Диссертация канд. технич. наук… –М.: МГУ, 2002.
14. *Изюмов С.В., Дручинин С.В., Круглов Н.А.* Особенности применения георадаров «ТР-ГЕО» в тоннелях. – Подземное пространство мира, 2003, №3–4, с. 36–38.
15. *Лернер В.Г., Изюмов С.В., Дручинин С.В., Чернокалов А.Г.* Использование георадаров серии ТР-ГЕО для зондирования грунтового массива при проходке тоннелей. – Тр. Междун. научно-практической конференции «Тоннельное строительство России и стран СНГ в начале века: опыт и перспективы», Москва, 28–31 октября 2002 г, с. 299–302.
16. *Дручинин С.В., Изюмов С.В., Лернер В.Г.* Особенности применения георадаров в тоннелях. – Тр. Междун. научно-практической конференции «Инженерное искусство в развитии цивилизации», Москва, 2003, с.15–18.
17. *Изюмов С.В. Дручинин С.В., Круглов Н.А., Лернер В.Г.* Опыт применения геофизического комплекса для мониторинга грунтов при строительстве подземных сооружений в городе Москве. – Тр. Междун. научно-практической конференции «Городские подземные сооружения – опыт и возможности освоения подземного пространства на коммерческой основе», Москва, 10–13 марта 2004, ЦВЗ «Манеж», с. 59–60.

Глава 15

Основы методики интерпретации георадиолокационных данных*

После математической обработки георадиолокационные данные поступают к интерпретатору. Обработка, как правило, улучшает полученные данные, однако начинать интерпретацию все же необходимо с просмотра полевых материалов. Некоторые важные особенности волновой картины в процессе обработки становятся менее заметны, так как меняется частотный состав записи. При поиске или обнаружении разнообразных объектов некоторые детали волновой картины также лучше видны на необработанных материалах, например, «усы» дифракции.

Георадиолокация, также как и сейсморазведка, является волновым методом [1], поэтому неудивительно, что основные методические приемы, которые используются при геологической интерпретации сейсмических данных, стали применяться и при анализе материалов георадиолокации. В сейсморазведке эта методика, разработанная для поиска нефтегазовых ловушек неантиклинального типа, получила название сейсмической стратиграфии [2]. Данная методика основана на анализе динамических и кинематических особенностей всей волновой картины – как сильных, так и слабых отражений. За последние годы значительно улучшилось качество сейсмических данных, что наряду с привлечением для интерпретации огромного материала по бурению способствовало повышению доверия к сейсмическим данным, в том числе и у специалистов, занимающихся инженерной геологией. Аналогичный процесс происходит сейчас и в георадиолокации. Анализ публикаций как отечественных, так и зарубежных исследователей показывает, что самые незначительные изменения волновой картины на радарограммах обусловлены теми или иными особенностями строения разреза.

15.1. Направления и интерпретации георадиолокационных данных

На стадии интерпретации георадиолокационных данных можно выделить два основных направления.

Первое направление связано с поиском или обнаружением разнообразных объектов как естественного, так и искусственного происхождений. К ним относятся трубопроводы различного назначения, кабели, коллекторы, карстовые пустоты, археологические объекты и т.д.

---

*Авторы: А. В. Старовойтов, М. Л. Владов

Второе направление связано с детальным изучением разреза (геологией) – литологии, структуры отложений, гидрогеологических особенностей и т.д.

В первом направлении сведения о строении разреза довольно часто напрямую не используются, т.е. специальные геологические знания интерпретатору практически не нужны. Геологическую же интерпретацию без априорной информации об общей геологической и особенно гидрогеологической ситуации в районе работ провести на достаточно высоком уровне, как правило, невозможно. Однако опыт проведения георадиолокационных работ в различных условиях показал, что и при решении задач поиска и обнаружения разнообразных объектов знание особенностей геологии района существенно повышает не только качество интерпретации, но и позволяет правильно планировать полевые наблюдения.

Геологическая интерпретация (второе направление) проводится в четыре этапа.

Этап 1. Необходимо убедиться, что все выделяемые оси синфазности (линии, соединяющие одинаковые фазы на соседних трассах радарограммы) отраженных волн на радарограммах являются полезными отражениями, т.е. связаны с реальными отражающими границами в разрезе.

Этап 2. Проводится выделение основных элементов разреза, получивших название георадарных комплексов.

Этап 3. Детальный анализ волновой картины внутри выделенных георадарных комплексов – т.е. выделяются и анализируются так называемые георадарные фации.

Этап 4. Производится построение глубинного геологического разреза, на котором могут отображаться инженерно-геологические и гидрогеологические особенности строения, при этом большое значение имеет изучение скоростных особенностей разреза для достоверного определения мощностей отдельных толщ. При построении окончательного разреза желательно отказаться от терминов, используемых на втором и третьем этапах (т.е. георадарный комплекс и георадарная фация) и перейти к употреблению общепринятых в геологии терминов.

Фрагменты радарограмм, представленные ниже, кроме специально оговоренных случаев, получены георадаром «Зонд 12с» производства фирмы «Radar Systems, Inc.» (г. Рига, Латвия). Обработка данных производилась с помощью системы «RadExPro», разработанной на кафедре сейсмометрии и геоакустики геологического факультета Московского государственного университета.

15.2. Выделение волн-помех при анализе волновой картины

Анализ волновой картины начинается с выделения осей синфазности отраженных волн, которые не связаны с наличием реальных границ в разрезе, а являются волнами-помехами. Если таковые имеются, то их

необходимо исключить из дальнейшего рассмотрения. Волны-помехи можно разделить на два основных типа.

К *первому типу* относятся так называемые воздушные отражения (воздушные волны-помехи), образование которых связано с отражением от объектов, находящихся над поверхностью земли, т.е. эти отражения являются боковыми.

Волны-помехи *второго типа* аналогичны кратным и неполнократным волнам, часто встречающимся на сейсмограммах при сейсмоакустических работах, особенно на мелководье.

Воздушные волны-помехи первого типа часто встречаются при работах в городских условиях, в лесу и при исследованиях внутри помещений. В последнее время все более широко используются экранированные антенны, которые значительно ослабляют эти волны-помехи, но иногда они все же довольно интенсивны и могут значительно осложнять анализ волновой картины. При выделении воздушных волн-помех на радарограммах в первую очередь необходимо обращать внимание на участки, где наблюдается пересечение осей синфазности различной формы. В подавляющем большинстве случаев одна из систем осей синфазности является волной-помехой. По форме на радарограммах воздушные волны-помехи делятся на три вида. В зависимости от формы объекта оси синфазности этих волн-помех могут иметь вид: дифрагированной волны, прямолинейную форму, или являться их комбинацией. Одним из основных признаков для их распознавания является значительно большая интенсивность по сравнению с осями синфазности полезных волн, которая, как правило, мало уменьшается с увеличением времени.

Дифрагированные волны-помехи образуются от проводов, столбов, деревьев, углов зданий и т.д. Прямолинейная форма характерна для стен зданий, оград и других объектов, которые находятся либо сбоку от линий наблюдения, либо непосредственно на профиле. При наличии наклонных или дифрагированных осей синфазности, которые предположительно могут быть воздушными отражениями, необходимо оценить скорость распространения электромагнитных волн. Эта процедура входит практически во все современные программы обработки. Если скорость составляет около 30 см/нс (т.е. равна скорости в воздухе), то данные оси синфазности являются волнами-помехами.

В случае, если оси синфазности от реальных границ раздела в разрезе и волны-помехи имеют одинаковый наклон, выделение последних может быть существенно затруднено (например, при субгоризонтальном строении разреза и профилировании вдоль протяженных объектов, таких как здания, ограды и т.д.). Объекты, которые могут быть причиной появления на радарограммах воздушных отражений, необходимо отмечать на стадии проведения исследований с измерением расстояний

до них, что значительно облегчит в дальнейшем интерпретацию. Как уже упоминалось выше, применение экранированных антенн позволяет существенно снизить, а иногда полностью подавить воздушные волны-помехи.

Таким образом, по кинематическим и динамическим признакам на радарограммах можно уверенно отделить оси синфазности полезных отражений от воздушных волн-помех. На рис. 15.1, 15.2 представлены примеры воздушных волн-помех.

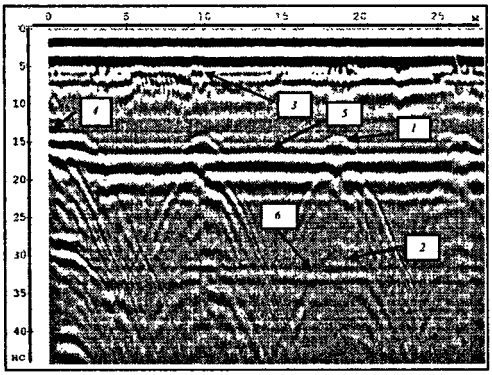


Рис. 15.1. Фрагмент георадиолокационного профиля, выполненного внутри подземного гаража (слева и справа от профиля находятся колонны; использовалась антенна 1 ГГц, экранированная, воздушная):
1,2 – воздушные отражения от ближнего и дальнего ряда колонн; *3* – ленточный фундамент между колоннами; *4* – выступ фундамента; *5, 6* – соответственно однократное и двукратное воздушные отражения от потолка (высота потолка 2,4 м)

Волны-помехи второго типа (кратные и неполнократные) также часто присутствуют на георадиолокационных записях, особенно при работах на реках и озерах. Для их образования, кроме границ грунт-воздух, вода-воздух и грунт-вода необходимо наличие хотя бы одной «сильной» отражающей границы в разрезе. По динамическим и кинематическим признакам кратные и неполнократные волны на радарограммах и сейсмограммах

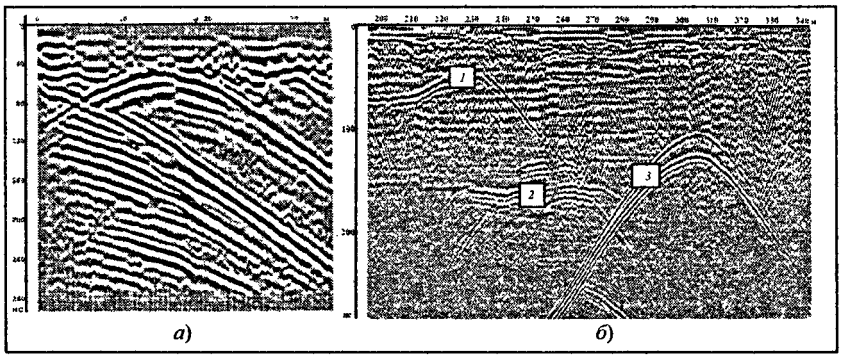


Рис. 15.2. Фрагменты радарограмм, полученных с помощью неэкранированной антенны 75 МГц, с различными типами воздушных волн-помех:
а – от объектов, находящихся в плоскости профиля (гиперболические оси синфазности – от проводов, высота которых над землей 6 м; наклонные оси – от стены здания); *б* – от объектов, находящихся сбоку от профиля: *1* – от металлической ограды, *2* – от здания, *3* – от металлического столба

практически ничем не отличаются. На рис. 15.3 изображены схемы кратных и неполнократных отражений, наиболее часто встречающиеся при георадиолокационых наблюдениях.

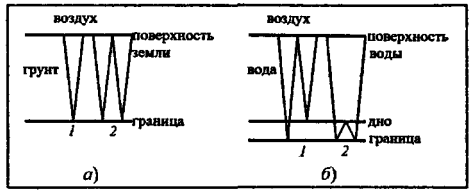


Рис. 15. 3. Схемы формирования наиболее часто встречающихся кратных и неполнократных волн при работах на суше (*а*) (*1* – однократная и *2* – двухкратная волны) и воде (*б*): *1* – неполнократная в водном слое, *2* – неполнократные волны в водном слое и слое дно–граница (не показаны кратные отражения от дна и поддонной границы)

Наиболее часто границами, на которых образуются кратные и неполнократные волны при работах на суше, являются кровля коренных пород и уровень грунтовых вод (УГВ). При исследованиях на суше эти волны встречаются не так часто, тогда как при работах на воде оси синфазности кратных и неполнократных волн присутствуют всегда и они очень интенсивные. Основным признаком многократных отражений является кратное увеличение времени прихода отраженной волны.

Конфигурация осей синфазности кратных отражений определяется морфологией реальной границы, от которой они образуются. При образовании неполнократных отражений их конфигурация зависит уже от рельефа двух границ. Так, при формировании неполнократной в водном слое волны ее рельеф будет определяться рельефом и дна и поддонной границы. Примеры кратных и неполнократных волн на радарограммах приведены на рис. 15.4, 15.5 и 15.6. На рис. 15.5 отчетливо видно, что

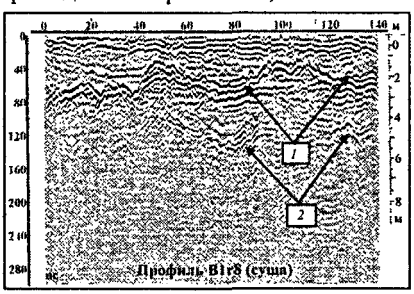


Рис. 15.4. Фрагмент радарограммы, полученной на суше с экранированной антенной 300 МГц:
1 – оси синфазности однократных отражений от кровли коренных пород (гнейсогранитов); *2* – оси синфазности кратной волны

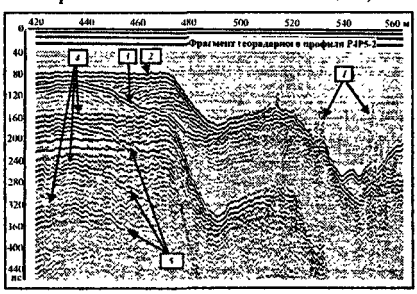


Рис. 15. 5. Фрагмент радарограммы, полученной на реке с экранированной антенной 300 МГц:
1 – боковые отражения; *2* – дно; *3* – кровля коренных пород; *4* – двух-, трех- и четырехкратные отражения от дна; *5* – неполнократные в водном слое отражения от кровли коренных пород (при горизонтальном дне неполнократные отражения имеют ту же форму, что и реальная граница (граница *3*))

кратные отражения от дна (*4*) при горизонтальном дне также имеют горизонтальную форму, тогда как неполнократные отражения (*5*) от кровли коренных пород (*3*) полностью повторяют рельеф кровли коренных пород. При работах на воде иногда могут возникать и боковые отражения (*1*) от объектов, находящихся сбоку от линии профиля. Такими объектами могут быть большие валуны, выступы коренных пород и т.д.

На рис. 15.6,*а* показан пример неполнократной от кровли коренных пород (*3*) волны в водном слое, когда наклоны поверхности дна (*1*) и кровли коренных пород (*3*) не совпадают. В этом случае форма неполнократного в водном слое отражения будет определяться рельефом как той, так и другой границ. На данном рисунке углы наклона дна и кровли коренных пород таковы, что неполнократная волна имеет горизонтальную форму (*4*).

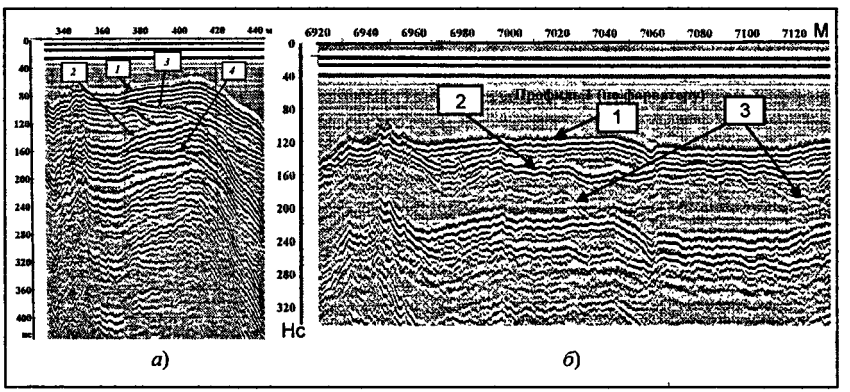


Рис. 15.6. Фрагменты радарограмм с примерами неполнократных отражений в воде и в слое с экранированной антенной 300 МГц:
а – неполнократная волна в водном слое: *1* – дно; *2* – кратная волна от дна; *3* – кровля коренных пород; *4* – неполнократное отражение в водном слое от кровли коренных пород (см. рис. 15.3,*б*); *б* – неполнократная волна в слое дно-граница (см. рис. 15.3,*б*): *1* – дно; *2* – кровля коренных пород; *3* – неполнократная волна от кровли коренных пород в слое

Довольно редко можно наблюдать и неполнократные отражения внутри слоя дно–граница коренных пород. На рис. 15.6,*б* выделяется неполнократная волна, образовавшаяся в слое между дном и кровлей коренных пород. Следует отметить, что амплитуды этих волн значительно меньше, чем у однократных отражений. Прогнозировать возможное образование воздушных волн-помех необходимо на стадии проведения работ, при этом производится измерение расстояний до объекта, ставшего причиной их возникновения, что в дальнейшем может значительно облегчить идентификацию этих помех.

15.3. Выделение георадарных комплексов

После обработки и выделения волн-помех радарограммы готовы к интерпретации. Целью интерпретации георадиолокационных данных в самом общем виде является либо детальное расчленение разреза, либо поиск или обнаружение разнообразных объектов. В некоторых случаях при исследованиях требуется и то и другое. Детальное изучение разреза основано на тех же методических приемах, которые были разработаны и опробованы в сейсморазведке при поиске ловушек нефти и газа неструктурного типа [2]. Разрез в этом случае представляется сложенным серией осадочных комплексов разного возраста. Под осадочным (или седиментационным) комплексом понимается стратиграфическая единица, сложенная относительно согласной последовательностью генетически взаимосвязанных слоев, ограниченная в кровле и подошве несогласиями либо эквивалентными им согласными поверхностями (рис. 15.7).

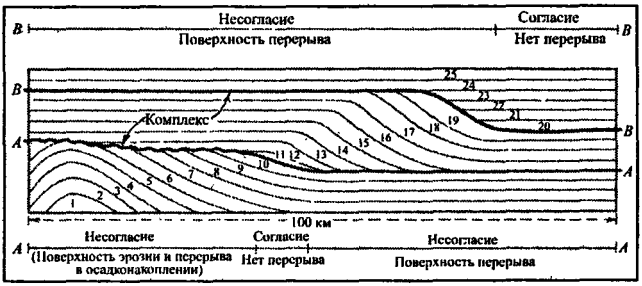


Рис. 15.7. Основные элементы осадочного комплекса [2] с границами (поверхности *A* и *B*), которые по латерали постепенно переходят из несогласных в согласно залегающие поверхности раздела; отдельные слои (от 1 до 25) прослежены по поверхностям напластования

При выделении осадочного комплекса анализируются только физические взаимоотношения между самими слоями. Многочисленные данные бурения показали, что оси синфазности отраженных волн на сейсмических разрезах в основном приурочены либо к литологическим границам, либо к границам несогласий, поэтому выделение комплексов на сейсмограммах сводится к выделению границ несогласий. В этом случае комплексы получили название сейсмических. Данная методика разделения разреза весьма успешно применяется и при анализе георадиолокационных данных. Выделенные при этом комплексы можно называть георадарными [3, 4].

Накопленный к настоящему времени опыт показывает, что и в случае георадиолокационных наблюдений оси синфазности отраженных электромагнитных волн, как правило, приурочены к границам слоев с различной литологией. Исключение составляют границы раздела, обу-

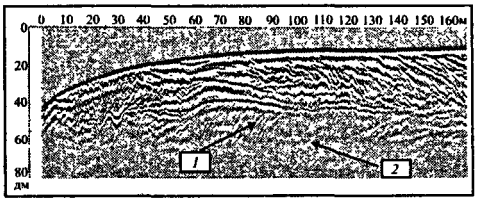


Рис. 15.8. Фрагмент георадиолокационного профиля через прибрежные валы (побережье Каспийского моря); использовалась экранированная антенна 300 МГц:
1 – оси синфазности от наклонных границ в косослоистой толще; *2* – уровень грунтовых вод

словленные различной степенью водонасыщения (в первую очередь УГВ). Тогда при наклонном залегании слоев могут возникать ситуации, когда на радарограммах все пересекающиеся оси синфазности будут реальными границами и только горизонтальные оси синфазности будут приурочены к УГВ, а наклонные оси – к литологическим границам (рис. 15.8). Следует, однако, помнить, что при наличии пересекающихся осей синфазности одна из систем осей может быть волной-помехой. Если на радарограмме все оси синфазности залегают субгоризонтально, то выделение границы УГВ представляется довольно сложной задачей и требует дополнительной информации.

Таким образом, чтобы выделить комплекс, необходимо установить и проследить в его кровле и подошве несогласные границы. Несогласной границей называется поверхность эрозии (размыва) или перерыва в осадконакоплении. Среди множества типов несогласий на радарограммах реально можно выделить два типа – угловое и стратиграфическое (параллельное) несогласия. Обнаружение углового несогласия, как правило, не вызывает затруднения. При наличии несогласия наблюдается прекращение прослеживания одной системы осей синфазности на другой (рис. 15.9, 15.10) (виды угловых несогласий в кровле и подошве комплекса схематично изображены на рис. 15.7 и 15.12).

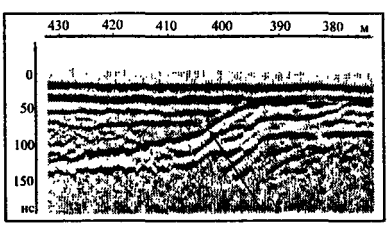


Рис. 15.9. Пример записи углового несогласия в подошве верхнего георадарного комплекса (показано стрелкой)

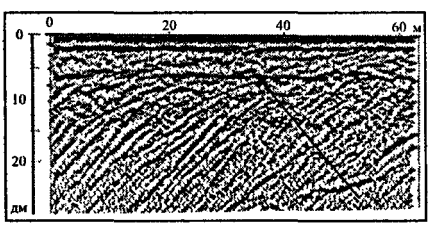


Рис. 15.10. Пример записи углового несогласия в кровле нижнего косослоистого комплекса (показано стрелкой)

Более сложным и зачастую неоднозначным является выделение стратиграфических (параллельных) несогласий, когда оси синфазности от несогласия и границ имеют одинаковую форму. Такая ситуация возникает при субгоризонтальном залегании, когда часть слоев размыта

или в течение длительного промежутка времени осадконакопления не происходило. Подобная картина отмечается, например, в левой части кровли осадочного комплекса (рис. 15.7), когда на слое *17* залегает слой *24* (отсутствует 6 слоев), а наклон границ напластования выше и ниже границы несогласия одинаков.

На сейсмограммах в случае слоистого разреза (горизонтально- или косослоистого) и отсутствия признаков углового несогласия границы между комплексами проводятся по наиболее интенсивным осям синфазности отраженных волн, которые, как было неоднократно подтверждено бурением, являются границами параллельных несогласий. Опубликованные георадарные данные российских и иностранных исследователей, а также наш собственный опыт показывают, что и в георадиолокации подтверждаются эти закономерности – интенсивные оси синфазности отраженных волн приурочены к границам стратиграфических несогласий. Пример такого несогласия показан на рис. 15.11. На рисунке выделено три георадарных комплекса, разделенных границами *А* и *Б*. Граница между нижним и средним комплексами (*А*) проведена по интенсивным осям синфазности, между средним и верхним – по смене волновой картины. По данным бурения нижний комплекс представлен юрскими глинами, средний – аллювиальными отложениями среднего плейстоцена, верхний – современными техногенными отложениями при отсутствии угловых и (или) параллельных несогласий (представленных интенсивными осями синфазности), граница между комплексами проводится по смене волновой картины (рис. 15.11, граница между средним и верхним комплексами).

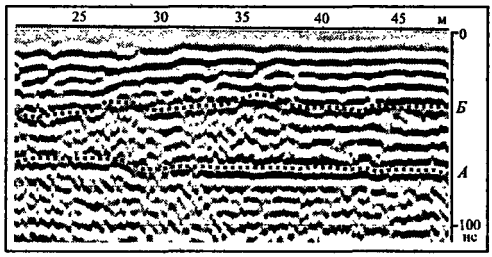


Рис. 15.11. Фрагмент георадиолокационного профиля, выполненного с неэкранированной антенной 150 МГц

Для сейсмических данных разработана классификация видов залегания слоев на верхней и нижней границах комплекса [2], которую можно использовать и при интерпретации георадарных данных (рис. 15.12). Примеры некоторых видов несогласий на реальных материалах показаны на рис. 15.9, 15.10, 15.13: налегание в подошве (рис. 15.9) – первоначально горизонтально залегающие слои постепенно выклиниваются у первоначально наклонной поверхности; эрозионный срез (рис. 15.10) – слои в кровле нижнего комплекса размыты; прилегание в подошве (рис. 15.13) – в основании верхнего комплекса первоначально наклоненных слоев наблюдается их выклинивание по падению у изначально наклонной поверхности.

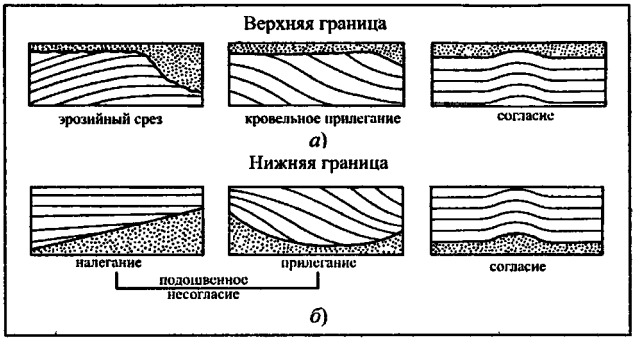


Рис. 15.12. Виды залегания слоев по отношению к границам осадочного комплекса:
а – по отношению к верхней границе (кровле); *б* – по отношению к нижней границе (подошве)

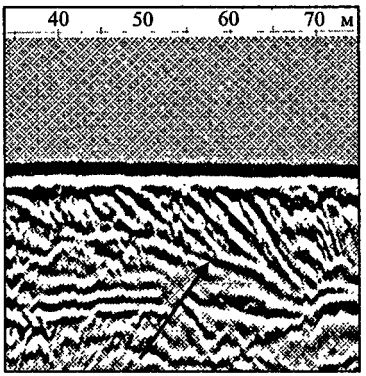


Рис. 15.13. Фрагмент радарограммы, полученной с экранированной антенной 300 МГц (пример подошвенного прилегания – показано стрелкой)

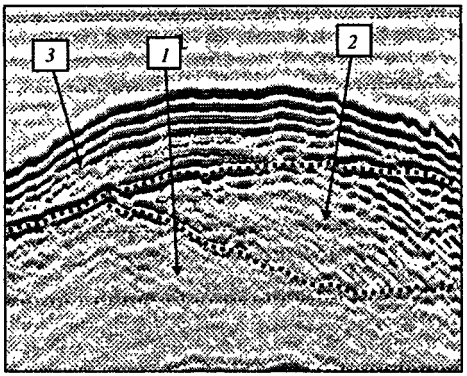


Рис. 15.14. Фрагмент радарограммы, полученной с экранированной антенной 300 МГц.
Выделено три георадарных комплекса – *1*, *2*, *3*: *1* – отсутствуют оси синфазности отраженных волн; *2* – представлен наклонными осями синфазности; 3 – характеризуется наличием протяженных осей синфазности

На рис. 15.11 и 15.14 представлены фрагменты георадиолокационных профилей с выделенными георадарными комплексами: на рис. 15.11 комплексы выделены по отличиям в волновой картине и протяженным осям синфазности, наблюдаются только стратиграфические несогласия; на рис. 15.14 имеется несколько видов угловых несогласий, а второй комплекс, представленный косослоистой толщей, очевидно, был сформирован при преобладающем латеральном разносе терригенного материала.

Выделение комплексов на георадиолокационных профилях проводится практически без априорной геологической информации, анализируются только физические взаимоотношения между осями синфазности

отраженных волн и различия в волновой картине. Осадочные комплексы, выделенные по данным георадиолокации, имеют большое значение в геологии, так как они представляют собой части разреза, отложившиеся в течение определенного геологического этапа развития района. Возраст каждого комплекса определяется возрастом границ комплекса на тех участках, где они представлены согласными поверхностями.

С помощью георадиолокации можно изучать осадочные комплексы мощностью от первых десятков сантиметров до первых десятков метров (в зависимости от типа антенны и строения разреза), хотя в действительности их мощность может достигать и многих сотен метров. По латерали они также протягиваются на различные расстояния. Зачастую приходится проводить наблюдения на ограниченном пространстве и в пределах одного комплекса. Иногда целесообразно георадарный комплекс разделять на ряд подкомплексов по наличию локальных угловых несогласий (т.е. несогласий на небольших участках), например, при изучении техногенных грунтов или аллювиальных отложений.

После расчленения разреза на комплексы, если не требуется более детального изучения его структуры, проводится геологическая привязка выделенных георадарных комплексов с использованием всей доступной гидрогеологической и геологической информации. Методика привязки будет описана ниже, здесь же отметим только, что при окончательном представлении полученного материала необходимо перейти на общепринятую геологическую терминологию.

15.4. Выделение георадарных фаций при сейсмофациальном анализе

После выделения на радарограммах комплексов часто возникает необходимость в более детальном изучении их внутреннего строения. При интерпретации сейсмических данных эта методика получила название сейсмофациального анализа [2]. В геологии под фацией понимаются отложения определенных условий или ландшафтов, т.е. геологических тел тех или иных ландшафтно-генетических типов (вопрос об определении фации достаточно сложный и неоднозначный, [5]). Выделение фаций внутри георадарного комплекса (по аналогии с сейсморазведкой) основывается на детальном анализе волновой картины, который может проводиться как на качественной (визуальной) основе, так и с использованием способов, базирующихся на количественной оценке параметров с применением ЭВМ. В настоящее время при георадиолокационных работах используется в основном визуальный анализ, при котором исследуются те же параметры волновой картины, что и при интерпретации сейсмических данных. Основными из них являются следующие: конфигурация осей синфазности отраженных волн (например, параллельные, волнистые, хаотические и т.д.); амплитуда отражений; частотный состав записи; протяженность осей синфазности; скорость распространения волны.

Таким образом, под *георадарной фациальной единицей* понимается трехмерное тело, образуемое группой отражений, которые характеризуются набором параметров, отличным от параметров соседних фациальных единиц. Для выделения фаций достаточно отличий хотя бы одного из них.

Каждый параметр несет определенную информацию о геологическом строении данной части разреза. *Конфигурация синфазности отраженных волн* позволяет определить основные типы напластования, на основании которых можно делать выводы о процессах седиментации, направлении сноса терригенного материала, воссоздать пространственную форму сейсмофациальных единиц. *Амплитуда отражений* зависит от изменения литологии, наличия различных флюидов и используется при прогнозировании латеральной изменчивости отложений. На *частотный состав записи* влияет взаимное расположение отражающих границ, наличие флюидов и т.д. *Протяженность осей синфазности* отражающих горизонтов указывает в основном на характер распространения и напластования выделенных толщ и на процессы осадконакопления. *Скорость распространения волны* используется в тех случаях, когда ее удается определить или получить из каких-либо источников. В тех случаях, когда отличия перечисленных параметров незначительны, выделение георадарных фаций может производиться по изменению скорости распространения электромагнитных волн (если таковые данные имеются). В результате подобного анализа можно достаточно детально восстановить обстановку осадконакопления на изучаемом участке. Некоторые примеры фациального анализа по георадарным данным, полученным в различных геологических условиях, приведены в [6–9].

Конфигурация осей синфазности является наиболее очевидной и поддающейся прямому анализу характеристикой волновой картины при георадиолокационных исследованиях. На рис. 15.11 показан фрагмент георадарного профиля, на котором выделено три комплекса. В нижнем и верхнем георадарных комплексах, представленных соответственно глинами и современными техногенными отложениями, волновая картина довольно однообразна. В среднем комплексе, сложенном аллювиальными отложениями по данным бурения, отчетливо наблюдаются изменения волновой картины. В правой части этого комплекса оси синфазности интенсивные, протяженные, субгоризонтальные. На пикетах около 35–37 м происходит постепенное изменение волновой картины и в левой части комплекса конфигурация осей синфазности становится более сложной, амплитуда отражений резко меняется на небольших расстояниях. Известно, что аллювиальные отложения характеризуются, как правило, значительной литофациальной неоднородностью, что, по-видимому, и нашло свое отражение в отмеченных изменениях волновой картины. По этим признакам имеются все основания выделить две гео-

радарных фации в среднем комплексе и границу между ними провести в районе пикетов 35–37 м.

В отличие от сейсмических наблюдений, когда исследования проводятся, как правило, на больших площадях, георадиолокационные работы зачастую выполняются на ограниченнных участках и их глубинность значительно меньше. Поэтому нередко возникают ситуации, когда на изучаемой площадке не наблюдается очевидных изменений волновой картины внутри выделенных комплексов, т.е. провести фациальный анализ не представляется возможным. Тем не менее, имеющиеся материалы показывают, что и при георадиолокационных исследованиях отличия в волновой картине, так же как и при сейсмических работах, могут быть значительными.

На рис. 15.15–15.17 представлены несколько основных типов волновых картин и указаны отложения, которым они соответствуют. Как было указано выше, морфология осей синфазности отраженных электромагнитных волн на радарограммах довольно часто указывает на ге-

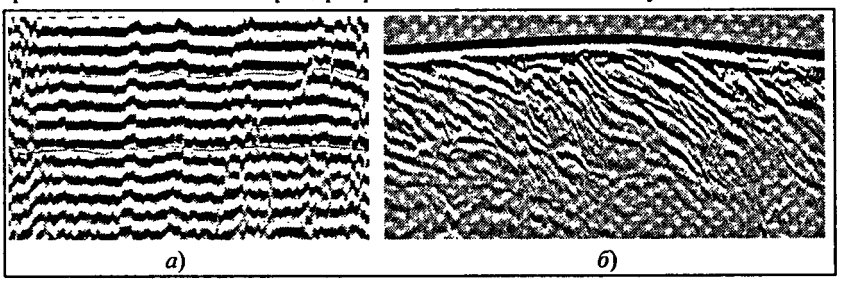


Рис. 15.15. Фрагменты радарограмм с различными типами волновых картин: *а* – параллельные оси синфазности (отложения представлены известняками); *б* – наклонные оси синфазности (косослоистый тип, отложения представлены прибрежно-морскими песками)

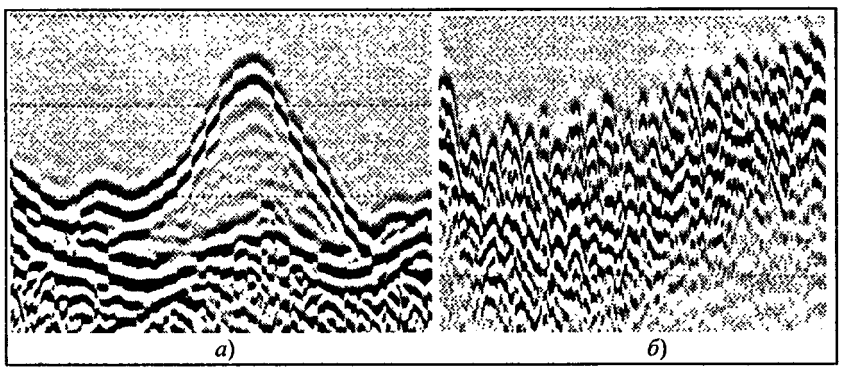


Рис. 15.16. Фрагменты радарограмм с различными типами волновых картин: *а* – «прозрачный» тип (отложения представлены песками); *б* – «хаотический» тип (преимущественно галечники).

незис изучаемых отложений, однако необходимо подчеркнуть, что прямого соответствия между типом волновой картины и типом отложений не существует. На рис. 15.15,*б*, 15.16,*а* и 15.17,*б* показаны типы волновых картин, которые получены при изучении песчаных осадков. Как видно, записи сильно отличаются друг от друга. Из этого следует, что определение состава отложений без привлечения других данных (бурения или материалов других методов) может привести к значительным ошибкам.

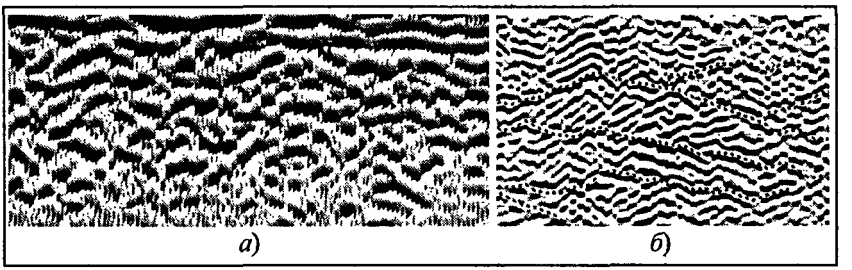


Рис. 15.17. Фрагменты радарограмм с различными типами волновых картин: *а* – бугристый (отложения представлены алевритами); *б* – линзовидный (отложения представлены преимущественно песками)

Натурные исследования, проведенные нами, показывают, что образование различных осей синфазности на радарограммах, полученных при изучении песчаных отложений, обусловлено изменением гранулометрического состава как самих песков, так и присутствием глинистого материала.

При региональных работах (т.е. на протяженных профилях) проведение фациального анализа существенно облегчается, так как изменение состава осадков встречается гораздо чаще. На рис. 15.18 показан фрагмент профиля, выполненного на реке. Разрез представлен здесь коренными отложениями (гранитами), перекрытыми тонким покровом терригенных осадков. На радарограмме терригенные отложения выделяются как верхний георадарный комплекс, в пределах которого наблюдаются три типа волновой картины (зоны *3*, *4* и *5*), причем переходы между ними довольно постепенные – от субгоризонталь-

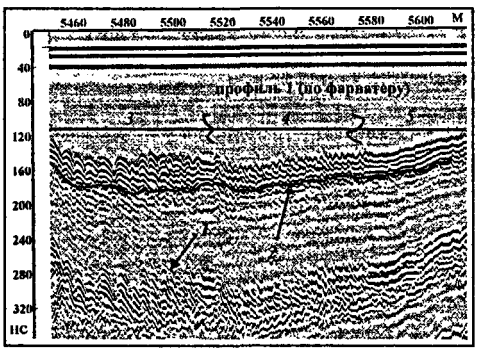


Рис. 15.18. Фрагмент георадиолокационного профиля, выполненного на реке с экранированной антенной 300 МГц:
1 – кратная волна от дна; *2* – кровля коренных отложений (гранит); *3* – участок дна (галечник с крупными валунами); *4* – участок дна (галечник); *5* – участок дна (чистые пески)

ных (*5*) осей синфазности до отчетливых гиперболических (*3*). Опробование показало, что на дне здесь обнажаются чистые пески (*5*), галечники (*4*) и преимущественно крупновалунные отложения (*3*).

При проведении детальных одноканальных сейсмоакустических наблюдений на акваториях на частотах в сотни герц и выше глубинность исследований часто зависит от присутствия в разрезе газонасыщенных отложений, которые из-за большого поглощения иногда полностью «экранируют» нижележащие осадки. Аналогичное по сути явление отмечается и в георадиолокации, когда в разрезе присутствуют сильно поглощающие электромагнитные волны слои глины или плотного суглинка (особенно увлажненные), вследствие чего также наблюдается эффект «экрана». На рис. 15.19,*а* показан георадиолокационный профиль, выполненный на участке добычи песчано-гравийных отложений. Варианты интерпретации представлены на рис. 15.19,*б* – без привлечения дополнительных данных; на рис. 15.19,*в* – с привлечением дополнительных материалов.

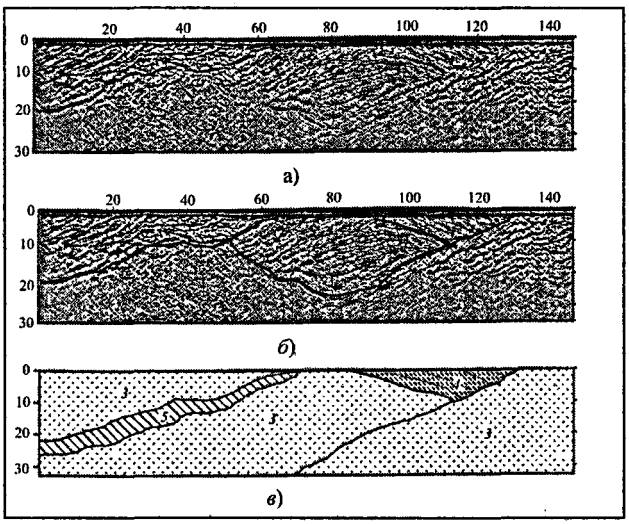


Рис. 15.19. Георадиолокационный профиль, выполненный на участке добычи песчано-гравийных отложений [4]:

а – георадиолокационный профиль; *б* – вариант интерпретации без привлечения дополнительных данных (проведены только основные отражающие горизонты); *в* – вариант интерпретации с привлечением данных бурения: *3*, *4* – песчано-гравийные отложения; *5* – слой глины

Вариант интерпретации на рис. 15.19,*б* с точки зрения анализа волновой картины не вызывает возражений, однако наличие в левой части данного профиля слоя глины (*5*) приводит к указанному выше эффекту

(«экранированию») и не совсем правильной геологической интерпретации в этой части профиля (в сравнении с рис. 15.19,*б* и *в*). Таким образом, значительные изменения глубинности по профилю, как в рассматриваемом случае, могут указывать на присутствие в разрезе так называемых «экранирующих» слоев, т.е. будет выделяться только их кровля. Наиболее часто роль таких прослоев играют глинистые толщи. В подобных ситуациях необходимо привлекать данные других методов (особенно электроразведки) или бурения. Подобный «фациальный» анализ данных георадиолокации должен проводиться с привлечением всех доступных геологических, гидрогеологических и геофизических материалов. Как уже отмечалось выше, на заключительном этапе интерпретации необходимо перейти к общеупотребительным в геологии терминам и отказаться от использования таких терминов как георадарный комплекс и георадарная фация.

В зависимости от целей георадиолокационных исследований, кроме построения разрезов (и при наличии площадной съемки) можно строить карты распространения выделенных комплексов и (или) фаций, и на их основании делать выводы об их генезисе.

15.5. Геологическая привязка георадарных комплексов и фаций

Изучение геологического строения верхней части разреза методом георадиолокации проводится в два этапа. Первый этап заканчивается разделением разреза на георадарные комплексы и фации. На втором этапе необходимо выяснить их литологический состав, мощности и положение уровня грунтовых вод, для чего, как правило, используются данные бурения. Если они отсутствуют, привязка может осуществляться по имеющимся в районе работ обнажениям и по разрезам шурфов. Однако даже при наличии скважин на профиле возникает ряд проблем, одной из которых является определение скоростей распространения электромагнитных волн, необходимых для пересчета из временного в глубинный масштаб.

Определение скоростей распространения электромагнитных волн. Определение скоростей электромагнитных волн в выделенных комплексах и фациях может производиться несколькими способами.

Первым способом, наиболее распространенным, является определение скорости по годографам дифрагированных волн. В большинстве систем обработки георадиолокационных данных этот способ осуществляется следующим образом. На экран компьютера вместе с радарограммой вызывается теоретическая гипербола, параметры которой и местоположение на экране могут устанавливаться пользователем. Теоретическая гипербола накладывается на ось синфазности дифрагированной волны, выделяемой на радарограмме, и ее параметры подбираются до их мак-

симально полного совмещения. Таким образом, путем сравнения (компарационный метод измерений) определяется скорость распространения волн в толще от поверхности наблюдения до дифрагирующего объекта, глубина его залегания и место проекции на профиль (рис. 15.20). На реальных радарограммах годографы дифрагированных волн не всегда выделяются уверенно, наиболее часто наблюдаются только верхние части гипербол, поэтому можно говорить только об оценке величины скорости. Очевидно, что при этом способе существенную роль играет и точность измерения длины профиля. В этом способе имеется ряд ограничений, которые существенно снижают его применимость:

дифрагирующие объекты расположены, как правило, в самой верхней части разреза и не могут быть использованы при оценке скоростей для всего разреза;

расположение этих объектов обычно крайне неравномерно по профилю, а на некоторых участках они могут вообще отсутствовать.

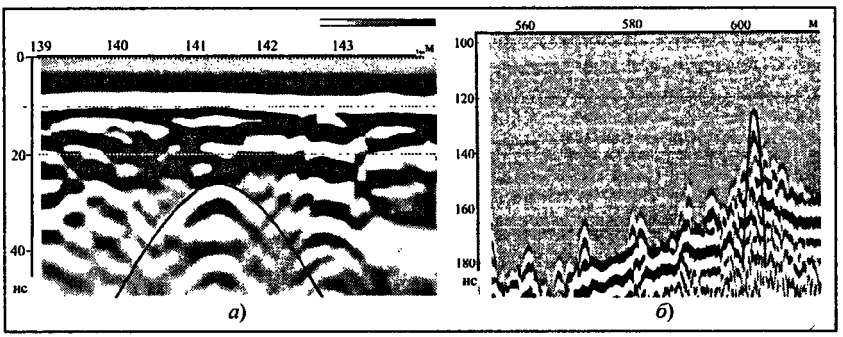


Рис. 15.20. Фрагменты радарограмм с примерами оценки скоростей распространения электромагнитных волн по годографам дифрагированных волн:
а – при работах на суше (скорость – 6,5 см/нс, глубина до объекта – около 0,8 м); *б* – при работах на воде (скорость – 3,3 см/нс, глубина воды – около 2 м) (сплошной черной линией показана теоретическая гипербола)

Второй способ основан на использовании результатов наблюдений на переменной базе с использованием уравнения годографа отраженной волны (рис. 15.21). Технически этот прием может быть реализован в системе обработки подобно предыдущему, только теоретическая гипербола построена на основании уравнения годографа не дифрагированной, а отраженной волны. Этот способ можно использовать при отсутствии в разрезе дифрагирующих объектов, однако в реальных условиях применять его не всегда удается, так как для этого необходимо наличие в разрезе отчетливых осей синфазности отраженных волн, что наблюдается далеко не всегда. Этот метод практически не работает, если выделение комплексов производилось по изменению волновой картины.

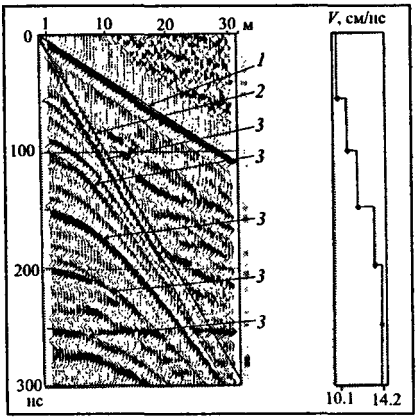


Рис. 15.21. Определение скоростей распространения электромагнитных волн по годографам отраженных волн (слева – годографы, справа – интервальные скорости; [9]): *1* – прямая воздушная волна; *2* – прямая волна по грунту; *3* – отраженные волны

Интенсивные оси синфазности встречаются в разрезах также нечасто и, как было показано выше, они не всегда являются единственными границами между георадарными комплексами. Иными словами, оценка значений скоростей может быть произведена только для отдельных частей разреза (на рис. 15.21 показана благоприятная ситуация, когда в разрезе выделяется много осей синфазности отраженных волн).

Третий способ определения скорости (его можно назвать методом подбора) применяется, когда в разрезе отсутствуют дифрагирующие объекты (или их мало) и нет возможности построить годографы отраженных волн, а разрезы скважин имеются. В этом случае есть временной разрез – радарограмма с временами прихода отраженных волн, есть литология и мощности слоев по данным бурения и, зачастую, глубина залегания уровня грунтовых вод). Привязка осуществляется сверху вниз. Самая верхняя ось синфазности отраженной волны предположительно коррелируется с кровлей (или подошвой) одного из верхних слоев разреза, выделенных по данным бурения. Имея расстояние (т.е. мощность слоя) и время, можно рассчитать скорость распространения электромагнитной волны v и, соответственно, диэлектрическую проницаемость ε для данного слоя. Если полученные значения реальны, то скорость и диэлектрическая проницаемость далее рассчитываются для нижележащего слоя. В противном случае к мощности верхнего слоя добавляется мощность нижележащего и процедура повторяется.

Таким образом, производится оценка скорости и диэлектрической проницаемости по всему изученному разрезу сверху вниз. Опорной границей будет являться уровень грунтовых вод, ниже которого должно отмечаться значительное увеличение значений диэлектрической проницаемости. Критерием правильности подбора v и ε является их соответствие имеющейся геолого-гидрогеологической информации по данному району и сопоставление с опубликованными результатами, полученными в аналогичных условиях. Пример подобного подбора показан на рис. 15. 22 (Разрез скважины: 1 – техногенные грунты; 2 – пески гравелистые; 3 – пески мелкие; 4 – пески влажные; 5 – суглинки с гравием, тугопластичные; 6 – пески мелкие влажные). Следует обратить внимание, что ниже

кровли водонасыщенных песчаных отложений значение диэлектрической проницаемости резко увеличилось.

Четвертый способ определения скорости в отдельных слоях заключается в расчете ее по формуле – $v = c/\sqrt{\varepsilon}$ (c – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме). Однако в реальных условиях такая ситуация встречается крайне редко.

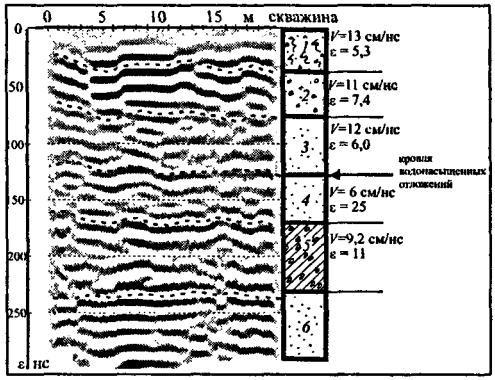


Рис. 15.22. Фрагмент георадиолокационного профиля с антенной 75 МГц; справа –разрез скважины и рассчитанные значения ε и v

Геологическая привязка георадиолокационных данных. Георадиолокационные исследования зачастую проводятся в районах, где данные бурения либо вообще отсутствуют, либо скважины находятся достаточно далеко. Если скважины имеются, то привязка осуществляется одним из перечисленных выше способов. При отсутствии данных бурения для геологической привязки необходимо использовать ту информацию, которую можно почерпнуть непосредственно в районе проведения работ. В первую очередь это относится к определению уровня грунтовых вод, который выделяется на радарограммах, как правило, по интенсивным осям синфазности отраженных волн и служит своеобразным репером при интерпретации. Однако следует отметить, что довольно часто сведения об уровне грунтовых вод на участках работ отсутствуют. Если в непосредственной близости от района исследований находится какой-нибудь водоем (пруд, озеро или река), то границу УГВ, которая совпадает с уровнем воды, можно прокоррелировать, соединив георадиолокационным профилем этот водоем с участком работ. Имея на радарограмме четко привязанный УГВ, можно более уверенно прогнозировать значения скоростей распространения электромагнитных волн ниже и выше этого уровня при пересчете из временного в глубинный масштаб.

Для геологической привязки также можно использовать естественные обнажения (стенки карьеров и других искусственных выемок, склоны оврагов и т.д.). Если эти объекты находятся вблизи изучаемого района, то, как и в вышеописанном случае, делается соединительный профиль. Далее методом подбора проводится оценка скоростей.

Важным репером при изучении строения верхней части разреза георадарным методом является наличие в разрезе глин или суглинков, особенно увлажненных. Вследствие большого поглощения электромагнитных волн, кровля этих отложений является как бы «экраном» для

нижележащих толщ (рис. 15.23). Подобный слой можно сравнить с часто выделяемым при интерпретации сейсмоакустических данных «акустическим» фундаментом. Так как средняя глубинность георадарных исследований при работах с различными антеннами в общем известна, то при резком ее изменении по профилю или изначально небольшой глубинности исследований, необходимо проанализировать вопрос о возможном наличии в разрезе глин или суглинков (см. рис. 15.19).

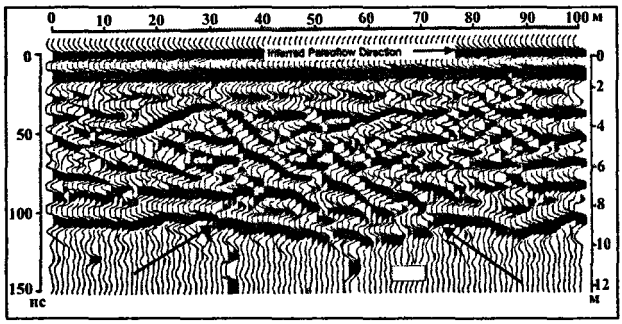


Рис. 15.23. Георадарный профиль с антенной 100 МГц [7] (справа дан вертикальный масштаб в метрах, при определении которого использовалась скорость 16 см/нс; стрелкой показана кровля ледниковых глин, служащая «экраном» для нижележащих отложений)

Большое значение при геологической интерпретации имеет также сопоставление георадиолокационных данных с материалами других геофизических методов, в первую очередь, с электроразведкой и сейсмическими данными. Присутствие в разрезе глин и УГВ довольно уверенно определяется, например, с помощью электроразведки.

Выводы

Предлагаемая последовательность операций при анализе радарограмм позволяет эффективно использовать все особенности волновой картины (как сильные, так и слабые отражения) при анализе георадиолокационных данных. При геологическом изучении верхней части разреза данный анализ радарограмм дает возможность перейти от временного к глубинному разрезу и дать оценку электрофизических параметров разреза. Привлечение геологических материалов и данных других геофизических методов (в первую очередь электроразведки) значительно повышает информативность георадиолокационных данных, а в некоторых случаях позволяет избежать ошибок при интерпретации.

Литература к главе 15

1. *Калинин А.В., Владов М.Л., Старовойтов А.В., Шалаева Н.В.* Высокоразрешающие волновые методы в современной геофизике. – Разведка и охрана недр, 2002, № 1, с. 23–27.
2. *Сейсмическая стратиграфия* / Под ред. *Ч. Пейтона.* – М.: Мир, 1982, т. 1.
3. *Владов М.Л., Старовойтов А.В.* Георадиолокационные исследования верхней части разреза. – М.: МГУ, 2002.
4. *Rea J., Knight R.* The use of Ground Penetrating Radar for aquifer characterization: an example from southwestern British Columbia. – In Proc. of the Symposium on the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems, Orlando, Florida, 1995, pp. 279–288.
5. *Фролов В.Т.* Литология. – М.: МГУ, 1995, т. 3.
6. *Van Overmeeren R.A.* Radar facies in unconsolidated sediments in the Netherlands – a radar stratigraphy. – J. Appl. Geophys. Special issue, 40, 1998, pp. 1–40.
7. *Jol H.M., Young R., Fisher T.G., Smith D.G., Meyers R.A.* Ground penetrating radar of eskers, kame terraces, and moraines: Alberta and Saskatchewan, Canada. – In Proc. of 6th International Conference on Ground Penetrationg Radar (GPR"96), Sendai, Japan, 1996, pp. 439–443.
8. *Jol H.M., Junck M.B., Kaminsky G.M.* High resolution ground penetrating radar imaging (225-900 MHz) of geomorphic and geologic setting: examples from Utah, Washington and Wisconsin. – In Proc. of the Ninth International Conference on Ground Penetrationg Radar (GPR"2002), 2002.
9. *Beres M., Haggenberger P., Green A.G., Horstmeyer H.* Using two- and three-dimensional georadar methods to characterize glaciofluvial architecture. Sedimentary Geology, 1999, vol. 129, pp. 1–24.

Глава 16

Георадиолокационные исследования в условиях армирования*

Широкое распространение железобетона в современном строительстве обусловлено его большими техническими и экономическими преимуществами по сравнению с другими материалами. Сооружения из железобетона огнестойки и долговечны, не требуют специальных защитных мер от разрушающих атмосферных воздействий; прочность бетона со временем увеличивается, а арматура не поддается коррозии, будучи защищенной окружающим ее бетоном. Железобетон обладает высокой несущей способностью, хорошо воспринимает статические и динамические (в т. ч. сейсмические) нагрузки. Из железобетона относительно легко создавать сооружения и конструкции самых разнообразных форм, достигающих большой архитектурной выразительности. Основной объем железобетона составляют повсеместно распространенные материалы – щебень, гравий, песок. Применение сборного железобетона позволяет значительно повысить уровень индустриализации строительства; конструкции изготовляются заранее на хорошо оснащенных заводах, а на строительных площадках выполняется только монтаж готовых элементов механизированными средствами. Тем самым обеспечиваются высокие темпы возведения зданий и сооружений, а также экономия денежных и трудовых затрат.

Арматура железобетонных конструкций (неотъемлемая составная часть железобетонных конструкций, предназначенная для усиления бетона) воспринимает растягивающие (реже – сжимающие) усилия. Применяется главным образом стальная гибкая арматура (в виде отдельных стержней или сварных сеток и каркасов); иногда – жесткая арматура (прокатные двутавры, швеллеры, уголки). Метод георадиолокации – один из передовых методов обследования железобетонных конструкций, армированных покрытий и подстилающих грунтов.

16.1. Особенности зондирования железобетонных конструкций

Выделим две группы из множества задач георадиолокации в этой области:

---

*Авторы: В. В. Монахов, А. В. Еременко, Е. О. Зверев

задачи обнаружения арматуры и изучения вмещающей среды – бетона (наличие трещин, пустот и прочих дефектов в бетоне, обнаружение стыков плит);

задачи изучения строения разреза, расположенного ниже уровня арматуры (подстилающие грунты под твердым покрытием взлетно-посадочной полосы или автомобильной дороги).

Рассмотрим железобетон как среду, в которой распространяются высокочастотные электромагнитные волны. Диэлектрическая проницаемость бетона принимает значения от двух до десяти в зависимости от технологии изготовления и условий эксплуатации бетона.

Рассчитаем длины волн для антенных блоков на примере георадара серии «Око». Расчеты приведены в табл. 16.1.

Таблица 16.1

Центральная частота антенны f, МГц	Длина волны λ, м	Базы антенн, м	Верхняя граница ближней зоны, м	Верхняя граница дальней зоны, м
150	0,82	0,93	0,86	2,01
250	0,49	0,63	0,45	1,75
400	0,17	0,38	0,29	0,98
700	0,17	0,24	0,15	0,76
1200	0,10	0,11	0,12	0,20
1700	0,07	0,06	0,03	0,10

Минимальная длина волны ($\lambda = 7$ см) соответствует наиболее высокочастотной антенне – антенне с центральной частотой излучения равной 1700 МГц. Сравним эту величину с диаметром металлических стержней арматуры. В большинстве случае он не превышает 1,5 см. Поскольку эта величина меньше минимальной длины волны, то всегда при наличии металлической арматуры в бетоне возникает явление дифракции. На радарограммах отражения от стержней арматуры проявляются в виде дифрагированных волн.

Рассмотрим пример радарограммы, полученной по стене здания (рис. 16.1). На радарограмме проявляются дифрагированные волны, отраженные от стержней арматуры в стене здания. Как

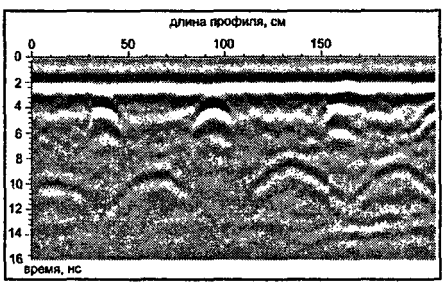


Рис. 16.1. Георадиолокационное обследование стены бомбоубежища (георадар «ОКО-2», антенный блок АБ-1700)

правило, арматура встречается не в виде отдельно расположенных стержней, а в виде регулярной арматурной сетки. Размер сетки меняется от нескольких сантиметров до десятков сантиметров. Например, на рис. 16.1 частота арматурной сетки составляет 50 см.

16.2. Задачи обнаружения арматуры и изучения вмещающей среды

Исследование потолка над бассейном с целью выяснения причин деформации потолка и характера его армирования **(рис. 16.2).** На потолке над бассейном наблюдается провисание перекрытия. Перекрытие состоит из бетонной армированной плиты и бетонной стяжки. Георадарный профиль выполнен по поверхности потолка. При обработке полученной радарограммы был учтен рельеф поверхности потолка. На рисунке изображена для наглядности перевернутая радарограмма. Внутри бетонного перекрытия отчетливо прослеживается арматурная сетка. Поверхность пола вышележащего этажа параллельна плоскости армирования, следовательно, провисание перекрытия связано исключительно с этапом заливки бетона и сформировалось из-за прогиба опалубки, так как на месте стыка происходит увеличение толщины перекрытия.

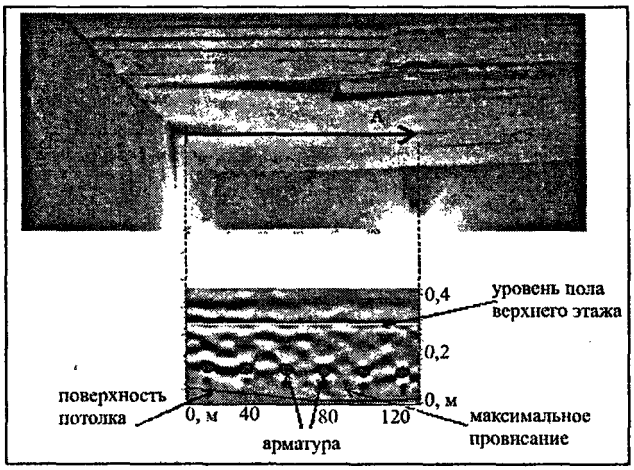


Рис. 16.2. Георадиолокационное обследование потолка над бассейном:
А – горизонтальный профиль (георадар «ОКО-2», антенный блок АБ-1700)

Радарограмма действующей взлетно-посадочной полосы **(рис. 16.3).** Ниже приведена интерпретация полученных данных. Верхняя часть полосы сложена армированным цементобетоном. Частота арматурной сетки составляет в среднем 40 см. Глубина заложения арматуры неодинакова и меняется в интервале от 15 до 25 см. В центре участка выделяется полутораметровая вставка цементобетона с двумя слоями арматуры, заложенной с частотой порядка 17 см.

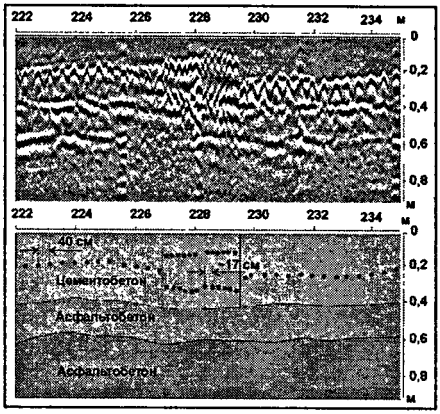


Рис. 16.3. Георадиолокационное обследование участка действующей взлетно-посадочной полосы (георадар «ОКО», антенный блок АБ-1700)

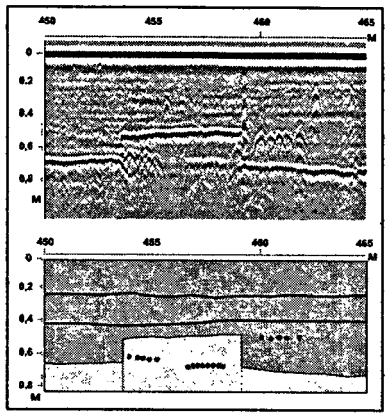


Рис. 16.4. Георадиолокационное обследование твердого покрытия участка действующей взлетно-посадочной полосы (георадар «ОКО», антенный блок АБ-1700)

Изучение твердого покрытия действующей взлетно-посадочной полосы **(рис. 16.4).** Верхняя часть полосы состоит из нескольких слоев асфальтобетона с включениями гальки и щебня. Толщина асфальтобетона составляет 65–70 см. Ниже асфальтобетона располагается неармированный цементобетон. На участке длиной 6 м встречена вставка армированной цементобетонной плиты, верхняя граница которой не опускается ниже 50 см. Рядом с ней регулярно проявляются пять дифрагированных волн, характерных для арматуры, однако границ плиты, внутри которой могла быть заложена эта арматура, выделить не удалось.

Решение задачи обнаружения выходов пластиковых труб на поверхность пола **(рис. 16.5).** Радарограмма получена при перемещении георадара по поверхности пола внутри помещения. Строительство пола происходило следующим образом. Сначала были проложены пластиковые трубы диаметром 100 мм, затем они были засыпаны несколькими слоями насыпного грунта. Верхние 25 см пола представляют собой армированный цементобетон с частотой заложения арматуры около 11 см и глубиной ее заложения 15 см. По проекту уровень пола должен быть не выше, чем выходы пластиковых труб. На деле уровень пола превысил выходы труб на 3–5 см. Задача состояла в обнаружении мест выхода труб.

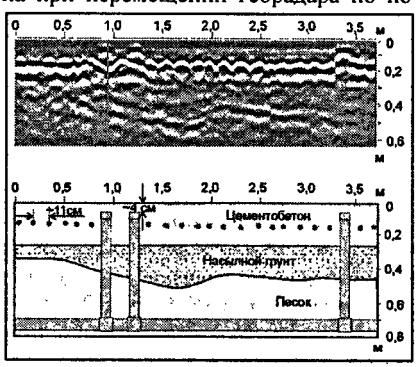


Рис. 16.5. Георадиолокационное обследование пола в производственном помещении (георадар «ОКО-2», антенный блок АБ-1700)

16.3. Задачи изучения подстилающих грунтов

Рассмотрим два случая.

Случай 1. Размер арматурной сетки достаточно большой и дифрагирующие волны не мешают выделению нижележащих отражающих границ.

Случай 2. Размер арматурной сетки небольшой, отражения от соседних стержней арматуры визуально сливаются в общую границу и нижележащие границы могут быть неразличимы.

Рассмотрим несколько примеров для случая 1.

Радарограмма, полученная по ВПП действующего аэропорта **(рис. 16.6).** Перед нами пример с двойным слоем арматуры. Первый слой арматуры на глубине 20 см, второй – 40 см. Расстояние между арматурными стержнями составляет 50 см. Граница между нижним слоем арматуры и слоем щебня проявляется слабо из-за наличия арматуры, граница же между щебнем и песком выражена слабо из-за малой контрастности. На глубинах 90 см проявляется граница между песком и суглинком.

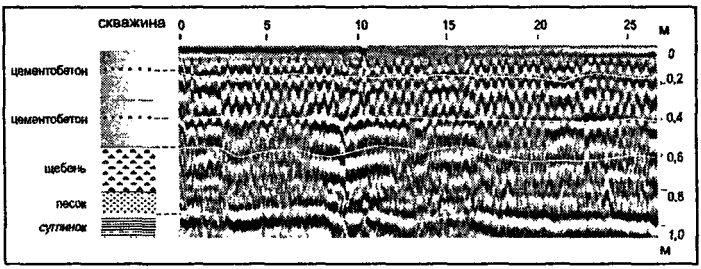


Рис. 16.6. Георадиолокационное обследование участка действующей взлетно-посадочной полосы (георадар «ОКО-2», антенный блок АБ-1200)

В некоторых случаях «усы» дифракции от арматуры проявляются очень сильно и являются помехой для картирования нижележащих границ, поэтому необходимо в процессе обработки ослабить их влияние на нижележащую толщу. Основными способами устранения влияния «усов» дифракции являются горизонтальная фильтрация и миграция. Рассмотрим их в применении.

Горизонтальная фильтрация позволяет устранить влияние арматуры, как регулярной помехи вдоль по профилю. Идея горизонтальной фильтрации заключается в том, что из волновой картины режекторным фильтром удаляется регулярно проявляющийся вдоль по профилю сигнал. В результате влияние дифракции ослабляется.

На рис. 16.7,*а* показан пример радарограммы, полученной по рулежной дорожке аэропорта и результат горизонтальной фильтрации (рис. 16.7,*б*). В правой части радарограммы видно, что после применения процедуры горизонтальной фильтрации граница под арматурой прослеживается гораздо отчетливей. Расстояние между прутьями арматуры 13 см.

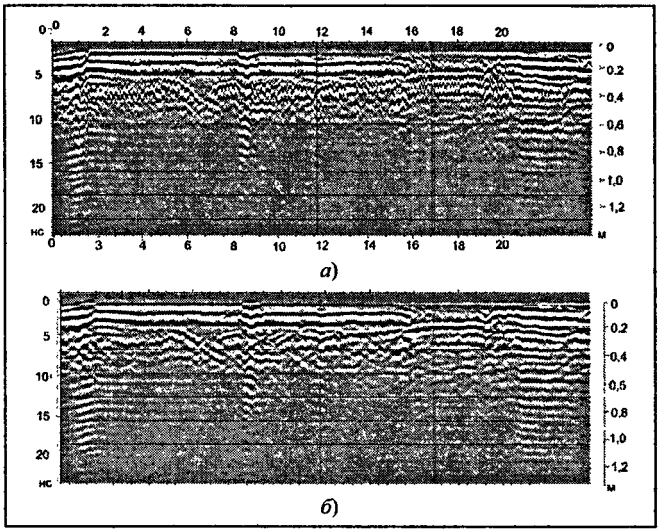


Рис. 16.7. Георадиолокационное обследование участка рулежной дорожки аэропорта: *а* – пример радиограммы; *б* – результат горизонтальной фильтрации (георадар «ОКО-2», антенный блок АБ-1700)

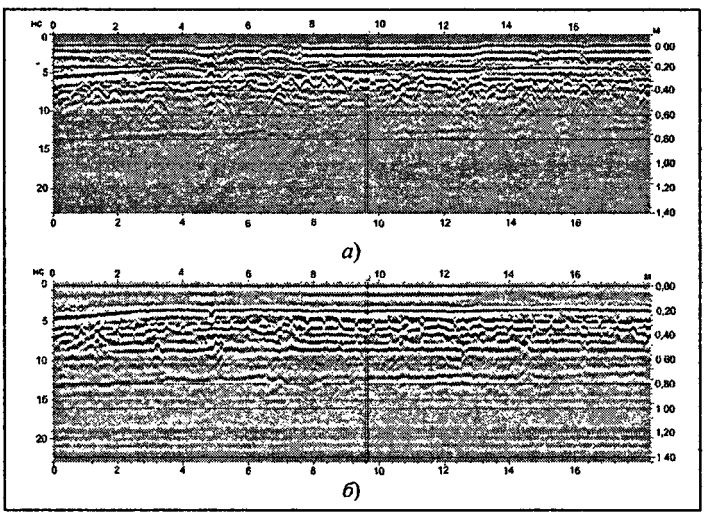


Рис. 16.8. Пример радарограммы, полученной на рулежной дорожке аэропорта (*а*) и результат процедуры миграции (*б*)

Миграция – процедура восстановления местоположения и формы локального объекта. Идея миграции заключается в том, чтобы собрать энергию колебаний в вершину гиперболы. Таким образом, оставшаяся часть записи на рада-

рограмме освобождается от дифрагированных волн. На рис. 16.8,*а* показан пример радарограммы, полученной по рулежной дорожке аэропорта и результат процедуры миграции (рис. 16.8,*б*). Миграция выполнена для среды с диэлектрической проницаемостью равной пяти, окно миграции – по всем трассам. Таким образом, применение миграции наиболее удобно в случае редкого неравномерного армирования, горизонтальную же фильтрацию имеет смысл делать в ситуации частого равномерного армирования.

Рассмотрим случай 2 из второй группы задач (п. 16.3).

При малых размерах арматурной сетки отражения от соседних стержней арматуры могут визуально сливаться в общую границу. В таком случае нижележащие границы могут быть неразличимы. В случае частой сетки арматуры (когда расстояние между прутьями арматуры меньше длины волны) к рассмотрению принимается уже не среда – бетон с локальными объектами – арматурой, а среда с интегральными свойствами бетона и арматуры, в этом случае явление дифракции визуально не наблюдается. На радарограмме возникает «звон». Таким образом, лист бетона с частой сеткой становится экраном для зондирования нижележащей толщи. На рис.16.9 представлены фрагменты радарограмм, иллюстрирующие это явление. Шаг арматуры составляет 13,5 см. Диэлектрическая проницаемость бетона $\varepsilon = 6$. Для антенны 1700 МГц видны оси дифракции от арматуры и нижележащие слои, а для антенны 700 МГц на радарограмме наблюдается «звон».

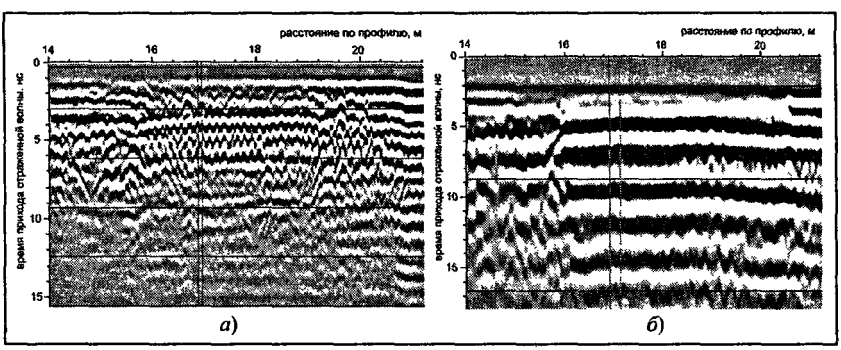


Рис 16.9. Пример возникновения звона от бетонной плиты с частой сеткой арматуры (георадар ОКО: *а* – антенна 1700 МГц; *б* – антенна 700 МГц)

Выводы

Георадиолокация может быть использована в качестве быстрого, бесконтактного, детального и информативного метода при обследовании железобетонных конструкций для решения задач обнаружения арматуры и изучения вмещающей среды – бетона (наличие трещин, пустот и прочих дефектов в бетоне, обнаружение стыков плит). Она позволяет решать задачи изучения строения разреза,

расположенного также и под армированным покрытием, что очень важно при обследовании взлетно-посадочных полос, автомобильных дорог и инженерно-геологических исследованиях в условиях города. Существующая аппаратная и программная базы позволяют широко использовать георадарные технологии в самых различных отраслях промышленного и гражданского строительства, качественно, быстро и надежно решать многие существующие в этой области проблемы.

Литература к главе 16

1. *Финкельштейн М.И., Карпухин В.И., Кутеев В.А., Метелкин В.А.* Подповерхностная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1994.
2. *Помозов В.В., Поцепня О.А., Семейкин Н.П. и др.* Георадары серии «ОКО». – Материалы Международного научно-технического семинара «Георадары, дороги – 2000». – Архангельск: АГТУ, 2000, с. 8–11.
3. *Старовойтов А.В., Владов М.Л.* Интерпретация данных георадиолокационных наблюдений. – М.: Разведка и охрана недр, 2001, № 3, с. 11–14.
4. *Помозов В.В., Поцепня О.А., Семейкин Н.П. и др.* Георадары серии «Око». – М.: Разведка и охрана недр, 2001, № 3, с. 26–29.

Глава 17

Обобщенные характеристики антенн геолокаторов при импульсном возбуждении *

Оценка возможности обнаружения объектов при подповерхностном радиолокационном зондировании требует определения энергетических параметров сигналов подобно использованию уравнения дальности в классической радиолокации. Распознавание объектов радиолокационного зондирования представляет собой следующую после обнаружения ступень получения информации о цели и предполагает максимально возможное сохранение формы отраженного сигнала как носителя информации для определения радиолокационного изображения объекта. При этом возникает ряд особенностей алгоритмов обработки сигналов и принципов построения аппаратуры, в частности, оказывается нецелесообразным проведение операции согласованной фильтрации импульсных сверхширокополосных (СШП) сигналов вследствие существенного изменения их формы (тонкой структуры). Возможность анализа формы сигналов требует детального знания свойств СШП-радиолокационного тракта и возможных искажений сигналов (преобразований формы) на трассе зондирования. Эти искажения связаны с многократным прохождением излученным СШП-сигналом через антенны, границы сред и при отражении от объектов сложной формы с возвращением к приемнику. В то же время задача моделирования характеристик излучения и распространения СШП-сигналов при подповерхностном зондировании объектов радиолокационными средствами не может быть решена классическими методами. Наличие в СШП-сигнале спектральных составляющих в широком частотном диапазоне не соответствует большинству предпосылок во всех методах классической теории антенн, разрабатывавшихся для монохроматических сигналов и применявшихся для узкополосных сигналов без количественного оценивания вносимых погрешностей. Традиционное деление зон наблюдения на ближнюю и дальнюю основано на сопоставлении дальности наблюдения R и длины волны λ сигнала (монохроматического) в виде сильного неравенства $R \gg \lambda$, не представляющего инструмента для инженерного расчета.

При подповерхностном зондировании такая оценка не может быть применена, поскольку размеры антенн, дальность наблюдения и длина волны сопоставимы по величине. Это означает работу вблизи границы

---

* Авторы: Л. Ю. Астанин, В. В. Костылева, В. А. Николаев

ближней и дальней зон моделей излучения и отражения. При показателе широкополосности СШП-сигнала [1] $\mu \approx 1$ соотношение верхней и нижней частот в спектре достигает величины $f_H / f_L = 3$ и граница зон в рамках традиционного анализа не может быть обоснованно установлена. Кроме того, при излучении (отражении) СШП-сигнала в различных направлениях форма (тонкая структура) сигнала меняется, поэтому базовое в теории антенн понятие диаграммы направленности не может быть применено безусловно. Наличие в задаче наблюдения среды с диэлектрической проницаемостью ε еще более увеличивает неопределенность в соотношениях геометрических параметров задачи и длины волны. Известные методы моделирования задачи подповерхностного зондирования используют высокочастотное приближение геометрической (лучевой) оптики или приближение Фраунгофера, справедливое в дальней зоне. В соответствии с вышесказанным эти приближения мало соответствуют реальным условиям поиска подповерхностных объектов с использованием СШП-радиолокационных сигналов. Поэтому отсутствуют обоснованные прогнозы по глубине зондирования в реальных условиях, что существенно сдерживает развитие и оптимизацию технологии подповерхностного радиолокационного зондирования. Создание модели излучения, распространения и приема СШП-сигналов при подповерхностном зондировании является необходимым условием для определения потенциальных возможностей и рациональных областей применения радиолокационных средств поиска. Ниже проводится сравнение условий применимости различных приближений в теории антенн с целью выявления возможности их применения при построении модели радиолокационного подповерхностного зондирования, пригодной в условиях практической разведки.

17.1. Основные понятия сверхширокополосной радиоэлектроники

Вследствие существования до настоящего времени различных трактовок основных понятий СШП-радиоэлектроники приведем краткое обсуждение используемой терминологии. Использование СШП-сигналов стало известным с начала 90-х годов. В соответствии с монографиями [1,2] для определения СШП-сигналов следует использовать их спектральные характеристики, выражаемые величиной относительной широкополосности

$$\mu = \frac{\Delta f}{f_0} = 2\frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \approx 1, \qquad (17.1)$$

где $f_{H,L,0}$ – верхняя, нижняя и средняя частоты спектра соответственно. Граничное значение $\mu \geq 0,5...2$ может выбираться в соответствии с решаемой практической задачей.

По другому определяются сверхкороткие импульсные радиолокационные сигналы (СКИ). Основой этого определения являются свойства высокой разрешающей способности сигнала по дальности, выражаемые сравнением пространственной протяженности импульса длительностью $t_{\text{р}}$ и геометрического размера цели L

$$ct_{\text{р}} \ll L. \tag{17.2}$$

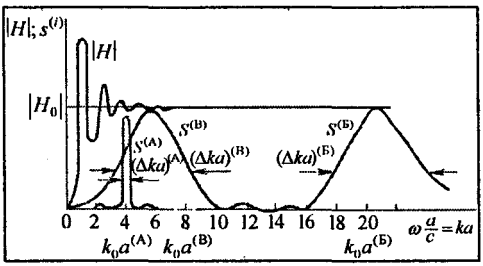


Рис. 17.1. Спектральная классификация радиолокационных сигналов по широкополосности

Для целей, размером в единицы метров, выражение (17.2) приводит к импульсам нано- и пикосекундной длительности. В этих случаях радиолокационная цель может быть представлена суммой локальных рассеивающих центров. Такая модель является первым приближением к радиолокационной характеристике реальной цели. Однако определение нано- и пикосекундных импульсов не тождественно определениям СШП- и СКИ-сигналов. На рис. 17.1 модуль частотной характеристики проводящей сферы $|H|$ сопоставлен с диаграммами спектральной плотности S' узкополосных, СКИ- и СШП-сигналов [1]. Сигнал со спектральной плотностью $S^{(\text{А})}(k_0a)$ является узкополосным вследствие малой ширины спектра $(\Delta ka)^{(\text{А})}$. Сигнал со спектральной плотностью $S^{(\text{Б})}(k_0a)$ относится к СКИ-классу, поскольку большая величина $(\Delta ka)^{(\text{Б})}$ обеспечивает высокую разрешающую способность. Наконец, диаграмма $S^{(\text{В})}(k_0a)$ представляет СШП-сигнал в соответствии с (17.1). Заметим, что существуют все возможные комбинации свойств сигналов: СШП – СКИ; СШП – не СКИ; не СШП, но СКИ.

17.2 Особенности уравнения дальности радиолокационного наблюдения при использовании сверхширокополосных сигналов

Традиционное уравнение дальности в радиолокации определяется по отношению мощности передатчика $P_{\text{Т}}$ и принимаемой мощности P_{R} в зависимости от коэффициента усиления передающей антенны G, эффективной площади приемной антенны A и рассеивающего сечения цели σ:

$$P_{\text{R}} = P_{\text{Т}} \frac{G}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} A. \tag{17.3}$$

Строго говоря, (17.3) предполагает монохроматический сигнал, напряженность поля которого $E(t) = E_{\text{M}} \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ и усредненная за период мощность постоянна: $P = 1/2\ E_{\text{M}}^2/120\pi$.

Для узкополосных сигналов $E(t) = E_{\text{M}}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$ и $P(t) = E_{\text{M}}^2(t)/120\pi$. В этом случае вследствие выполнения условия $\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$ параметры радиолокационного канала традиционно определяются для величины несущей частоты ω_0: $G = G(\omega_0)$; $\sigma = \sigma(\omega_0)$; $A = A(\omega_0)$. Тогда уравнение дальности радиолокационного наблюдения определяет дальность наблюдения R при сравнении принимаемой мощности с некоторым пороговым уровнем

$$P_{\text{R}} = P_{\text{T}} \frac{G}{4\pi R^2} \frac{\sigma}{4\pi R^2} A \geq P_{\text{Rmin}}. \tag{17.4}$$

В действительности факт обнаружения радиолокационного сигнала является результатом сравнения мгновенного значения напряжения сигнала с напряжением порогового уровня, выбираемым в соответствии с мощностью шума $\sigma_{\text{ш}}^2$ и функцией вероятностных характеристик обнаружения [5]. Поэтому уравнение дальности (17.4) можно переписать в отношении величины напряженностей поля вблизи передающей и приемной антенн

$$E_{\text{R}}(t) = E_{\text{T}}(t) \sqrt{\frac{G(\omega_0)}{4\pi}} \frac{1}{R} \sqrt{\frac{\sigma(\omega_0)}{4\pi}} \frac{1}{R} \sqrt{A(\omega_0)} \geq E_{\text{R min}}. \tag{17.5}$$

Обычно в выражении для выбираемого порога используется отношение энергии сигнала $Э_0$ к спектральной плотности шума N_0 [5]

$$\sqrt{Э_0/N_0} \geq q. \tag{17.6}$$

Это традиционно предполагает выполнение согласованной фильтрации сигнала и исходит из того, что энергия сигнала является наиболее обобщенным параметром. Однако, хорошо известно, что в отношении одиночных простых импульсных сигналов, имеющих почти линейную фазовую характеристику спектра, согласованная фильтрация приводит к выигрышу в отношении сигнал/шум всего в несколько единиц децибел и поэтому неэффективна и часто не является необходимой. В отношении СШП-сигналов эта альтернатива практически выливается в запрет согласованной фильтрации, поскольку при ее выполнении форма (тонкая структура) сигнала $E(t)$ разрушается за счет уничтожения фазовой структуры спектра при выработке автокорреляционной функции от $E(t)$ на выходе согласованного фильтра. В то же время информация, заключенная в форме СШП-сигналов во многих приложениях является весьма существенной [3,4].

Если согласованная обработка не применяется, тогда сравнение (17.6) с порогом q можно производить в отношении пикового напряжения необработанного принимаемого сигнала: $s_{\text{Rmax}}(t) \geq q\sqrt{\sigma_{\text{ш}}^2}$. Получаемый результат в соответствии с изложенным при простых импульсных сигналах близок к результату согласованной фильтрации [6]: $\sqrt{\Theta_0/N_0} = s_{\text{Rmax}}(t)/\sigma_{\text{ш}}$. Использование максимального мгновенного напряжения сигнала в уравнении дальности радиолокационного наблюдения является ключевым моментом в построении обобщенных уравнений. При представлении уравнения дальности в терминах напряженности поля узкополосного сигнала вследствие вещественного характера уравнения (17.5) возможности описания преобразования формы сигнала $E(t)$ отсутствуют, что вполне соответствует традиционному игнорированию изменений формы (тонкой структуры) радиолокационных сигналов.

Применим к уравнению дальности (17.5) преобразование Фурье $S_{\text{R,T}}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} E_{\text{R,T}}(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}dt$ и получим описание радиолокационного канала в частотной области как линейной безынерционной системы, частотная характеристика которой определяется вещественной константой

$$S_{\text{R}}(\omega)/S_{\text{T}}(\omega) = \sqrt{\frac{G(\omega_0)}{4\pi}}\frac{1}{R}\sqrt{\frac{\sigma(\omega_0)}{4\pi}}\frac{1}{R}\sqrt{A(\omega_0)} = K(\omega_0) = \text{const}. \qquad (17.7)$$

17.3. Частотные и импульсные характеристики радиолокационных систем при использовании сверхширокополосных сигналов

Для СШП-сигналов при $\Delta\omega/\omega_0 \cong 1$ параметры элементов канала, входящие в уравнение дальности, становятся функциями частоты: $G = G(\omega)$, $\sigma = \sigma(\omega)$, $A = A(\omega)$.

Тогда уравнение (17.7) представляет обобщенное описание радиолокационного канала как линейной стационарной динамической системы в частотной области и выражается произведением комплексных частотных характеристик элементов канала как последовательных звеньев системы

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{G(\omega)}{4\pi}}\frac{1}{R}\sqrt{\frac{\sigma(\omega)}{4\pi}}\frac{1}{R}\sqrt{A(\omega)} = K_G(\omega)K_\sigma(\omega)K_A(\omega). \qquad (17.8)$$

Линейные стационарные системы являются системами инвариантными к сдвигу во времени [6]. Применительно к радиолокационному каналу условие стационарности нарушается при относительном движении элемен-

тов системы (эффект Доплера). Другие возможности нарушения условия инвариантности для пространственно-временных СШП-сигналов представляют предмет специального обсуждения. Выражение (17.8), как и уравнение дальности (17.4), справедливо в дальней зоне антенны и цели для сферической волны, когда напряженность поля убывает как $1/R$, а электромагнитная волна запаздывает во времени при распространении как $t - R/c$.

При этом составляющие в (17.8), соответствующие распространению волны от передатчика и от цели, представляются как

$$K_G(\omega) = \frac{1}{R} K_{G0}(\omega) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega R/c}; \quad K_\sigma(\omega) = \frac{1}{R} K_{\sigma 0}(\omega) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega R/c}. \tag{17.9}$$

Сомножители в составе частотной характеристики (17.8) в отличие от традиционного уравнения дальности приобретают размерность длины $[\sqrt{\sigma}]$ (м), $[\sqrt{A}]$ (м). Таким образом, вместо ЭПР цели в описании радиолокационного канала следует использовать понятие эффективной длины цели, а вместо площади антенны – ее эффективную высоту (известна из классической теории антенн).

Эквивалентное описание преобразований сигнала во временной области согласно теории динамических систем задается интегральной сверткой импульсных характеристик элементов канала и сигнала возбуждения

$$s_\mathrm{R}(t) = h_\mathrm{T}(t) \otimes h_\sigma(t) \otimes h_\mathrm{A}(t) \otimes s_\mathrm{T}(t), \tag{17.10}$$

где $h_{\mathrm{T},\sigma,\mathrm{A}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int K_{\mathrm{T},\sigma,\mathrm{A}}(\omega) \exp(\mathrm{j}\omega t) d\omega$ – импульсные характеристики элементов канала.

В связи с существованием многих дискуссионных мнений отметим, что форма (изменение принимаемого сигнала во времени) $s_\mathrm{R}(t)$ определяется интегральным преобразованием (17.10), а не изменением отражательной способности во времени, якобы $\sigma(t)$.

Стандартная зависимость составляющих частотной характеристики от дальности (17.9) делает удобным использование инвариантов

$$U_э = K_G R \text{ и } \sigma_э = K_\sigma R \tag{17.11}$$

равноправно в частотной и временной областях. Эти инварианты можно называть эффективным потенциалом и эффективной длиной цели [8, 15].

В дальней зоне, когда поле изменяется как $1/R$, инварианты (17.11) постоянны и характеризуют напряженность поля передатчика и рассеивающие свойства цели. В ближней зоне показатели усиления G и σ изменяются с расстоянием. Возможность использования при этом показателей $U_э$, $\sigma_э$ обсуждается ниже.

Таким образом, использование описания радиолокационного канала как линейной динамической системы во временной или частотной областях

обеспечивает точное описание преобразования формы и амплитуды радиолокационного сигнала без использования ограничений на его широкополосность. Выбор для анализа временного или частотного метода определяется исключительно удобством решения. К различным элементам канала можно применять различные методы и изменять их при целесообразности. Известные классические решения задач излучения и рассеяния получены, как правило, в частотной области, при этом с ограничением частотного диапазона по категориям: высокочастотный, резонансный, релеевский, практически с отсутствием возможности сшивания решений. В то же время А. А. Харкевич еще в 1955 г. отмечал, что решения во временной области отличаются иногда исключительной простотой. Причиной малого на сегодня распространения в электродинамике методов анализа динамических систем (17.8), (17.10) является малое число точных решений задач излучения и рассеяния в широкой полосе частот. Это отражается и на привязанностях исследователей к определенным методам. Например, традиционное использование в анализе величины плотности потока мощности и/или каких-либо усредненных величин для СШП-сигналов неприемлемо, поскольку возведение в квадрат осциллирующей функции $E(t)$, подобно детектированию или согласованной фильтрации, существенно изменяет комплексный спектр сигнала, разрушает фазовую структуру и исключает возможность анализа преобразований формы сигнала. Поэтому имеющиеся попытки создать для описания СШП-радиолокационных систем систему энергетических характеристик [13] на наш взгляд не адекватны решаемой задаче. Обобщенный характер СШП-сигнала требует и обобщенного метода анализа. Описание системы с помощью комплексных частотных характеристик (17.8) или с помощью сверточных зависимостей (17.10) очевидно является обобщением по сравнению с использованием уравнения дальности (17.3), представляющего баланс вещественных показателей мощности. В зарубежной литературе динамические характеристики радиолокационного канала применяются все более широко [4].

В завершение обсуждения обобщенной формы записи уравнения дальности отметим, что представленные уравнения (17.8), (17.10) являются скалярными. Обобщение их на двух- или трехмерные задачи не составляет принципиальных трудностей и здесь не рассматривается, поскольку обсуждаются базовые вопросы особенностей описания СШП-систем и сигналов. Более существенные трудности могут возникнуть при анализе поляризационных характеристик СШП-сигналов. В принципе задача решается с использованием поляризационной матрицы [12], однако ее элементы обладают частотными зависимостями, в общем случае различными (зависимость деполяризующих свойств цели от частоты), в результате поляризационные составляющие СШП-сигнала обладают различной формой $E_{VH}(t)$. При этом представление об информативности свойства поляризации как пространственного положения суммарного вектора поля требует концептуального анализа.

17.4. Возможности аппроксимации частотных и импульсных характеристик при использовании сверхширокополосных сигналов

Выражения для частотных или импульсных характеристик элементов радиолокационного тракта (17.8), (17.10) в достаточно широком диапазоне частот известны в исключительных случаях, например, для идеально проводящей сферы идеальной геометрической формы. Это требует применения при анализе более или менее обоснованных упрощающих предположений. Конечно, такая необходимость существует и в классической электродинамике, где в интересах получения решений в законченной форме используются многообразные аппроксимации: приближение Фраунгофера (дальней зоны), приближение Френеля и др. Использование СШП-сигналов предоставляет принципиально новую возможность аппроксимации в решении задачи, основанную на высокой разрешающей способности по времени, когда сигналы относятся к категории сверхкоротких импульсов

$$ct_{\text{p}}/2 \ll L, \tag{17.12}$$

где t_{p} –длительность импульса, L –размер цели, c –скорость света.

Тогда цель большого размера и сложной формы может быть аппроксимирована суперпозицией разрешаемых по времени отражений локальных рассеивающих центров

$$E_{\text{R}}(t) = \sum_{i=1}^{M} E_i(t - t_i). \tag{17.13}$$

Такая модель применима и к узкополосным по спектральному определению радиосигналам, когда $\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$, но выполняется условие (17.12) высокой разрешающей способности. Например, на несущей частоте миллиметрового диапазона $f_0 = 35$ ГГц радиолокационный сигнал с шириной спектра $\Delta f = 1$ ГГц является узкополосным, но вследствие разрешающей способности $\Delta r = 30$ см по отношению к цели размером в три метра является сверхкоротким импульсом. Вследствие условия узкополосности рассеивающая характеристика локального центра определяется только величиной средней (несущей) частоты: $\sigma_i = \sigma_i(\omega_0)$. Импульсная характеристика локальных центров в таком приближении выражается δ-функцией, а сами центры называются яркими точками.

Узкополосное приближение относится и к параметрам усиления и площади антенн, а уравнение дальности (17.5), которое в данном случае наиболее удобно представлять во временной области, приобретает вид суперпозиции уравнений относительно отражений отдельных локальных центров

$$E_{\mathrm{R}}(t)=\sum_{i=1}^{M}E_i(t-t_i)=\sum_{i=1}^{M}E_{\mathrm{T}}(t-t_i)\sqrt{\frac{G(\omega_0)}{4\pi}}\frac{1}{R}\sqrt{\frac{\sigma_i(\omega_0)}{4\pi}}\frac{1}{R}\sqrt{A(\omega_0)};\quad(17.14)$$

$E_{i\max}\geq E_{\mathrm{Rmin}}$.

В этом уравнении форма парциальных составляющих принимаемого сигнала не отличается от формы зондирующего, а изменение отклика в зависимости от ориентации цели выражается в изменении относительных запаздываний отдельных составляющих. Это является значительным преимуществом применения СКИ-сигналов для моделирования и анализа радиолокационных целей по сравнению с традиционными сигналами, когда интерференция отражений локальных центров приводит к сильной изрезанности (с динамическим диапазоном в несколько десятков децибел) диаграмм обратного рассеяния, что рассматривалось как "угловой шум" и др. Полученная модель (17.14), основанная на представлении (17.13), также является аппроксимацией: в ней не учитываются повторные переотражения (вторичные дифракции) между локальными центрами. Поскольку такие переотражения разрешимы по времени, то в принципе они могут быть учтены продолжением суммируемого ряда (17.13). Однако уровень вторичных дифракций в большинстве случаев значительно ниже, чем основных составляющих, что позволяет рассматривать уравнение (17.14) как первое приближение в решении задачи [1]. В случаях, когда удается определить величину вторичных переотражений, сравнение ее с парциальными сигналами в (17.14) предоставляет способ оценки погрешности используемого приближения.

По отношению к сверхширокополосным высокоразрешающим СКИ-сигналам модель (17.13) в виде суперпозиции отражений также является первым приближением в решении задачи. Однако представление уравнения дальности во временной области требует теперь использования свертки импульсных характеристик элементов канала с зондирующим сигналом. В предположении дальней зоны расположения цели $R\gg L$ в уравнении (17.10) учитывается только относительное запаздывание отражений локальных центров рассеяния

$$E_{\mathrm{R}}(t)=E_{\mathrm{T}}(t)\otimes h_{\mathrm{G}}(t)\otimes h_{\mathrm{A}}(t)\otimes\sum_{i=1}^{M}h_{\sigma i}(t-t_i)\,.\quad(17.15)$$

В частотной области уравнение дальности также представляется суперпозицией уравнений локальных центров

$$S_{\mathrm{R}}(\omega)=S_{\mathrm{T}}(\omega)\sqrt{\frac{G(\omega)}{4\pi}}\frac{1}{R}\sqrt{A(\omega)}\frac{1}{R}\sum_{i}\sqrt{\frac{\sigma_i(\omega)\exp(-\mathrm{j}\omega t_i)}{4\pi}}.\quad(17.16)$$

Успешное исследование частотных и импульсных характеристик элементов канала в уравнениях (17.15), (17.16) в полосе частот СШП-сигнала

требует поиска и применения различных методов, наиболее соответствующих решаемой прикладной задаче. Однако, в самом общем случае разделение сложной цели на локальные центры приводит к упрощению вида частотной или импульсной характеристик цели, что позволяет применять к ним более или менее обоснованные аппроксимации. Так, отражение от локального центра часто можно сопоставлять с отражением от точки нарушения геометрической гладкости поверхности цели. Ряд таких задач решен в электродинамике, и эти отражения трактуются как краевые волны [14]. Поэтому с достаточным основанием можно оценить отражение от локального центра величиной длины волны сигнала [1]:

$$\sigma_l = \lambda_0^2 . \qquad (17.17)$$

Это приближение соответствует предположению об отражении СШП-сигнала от локального рассеивателя (яркой точки) без изменения тонкой структуры (формы) сигнала. Информация, заключенная в изменении его формы, при этом утрачивается. Однако, например, в задаче обнаружения отражения локального центра с необходимыми вероятностными характеристиками модели (17.17), как правило, достаточно. Для СШП-сигнала с высоким показателем широкополосности $\mu = \Delta\omega/\omega_0 \cong 1$ средняя длина волны близка к пространственной протяженности импульса $\lambda_0 \approx ct_p$. Такой параметр удобен во многих случаях, например при оценке интенсивности отражения от подстилающей поверхности.

В отношении других составляющих уравнения (17.14) также возможны упрощающие аппроксимации. Площадь приемной антенны в наименьшей степени изменяется с изменением частоты. Поэтому в большинстве задач можно полагать $A(\omega)=A(\omega_0)=A(\lambda_0)$. Частотные свойства приемных устройств сверхширокополосных РЛС определяются свойствами кабелей, соединителей, входных цепей приемника, которые при СШП-сигналах имеют существенные технологические особенности.

Отношение максимальной частоты к минимальной в спектре СШП-сигнала при показателе широкополосности $\mu = \Delta\omega/\omega_0 \cong 1$ достигает величины $f_H/f_L \approx 3$. Величина коэффициента усиления передающей антенны $G = 4\pi A/\lambda^2$ возрастает пропорционально квадрату частоты в двумерном случае. Вследствие такой сильной частотной зависимости существует мнение, что понятие диаграммы направленности, связанное с величиной $G(\omega)$, при СШП-сигналах теряет смысл. Подробный анализ нестационарного излучения антенн в различных направлениях представляет специальную задачу, индивидуальную в каждом случае. Однако основная физическая закономерность, состоящая в определении направленности излучения размером излучателя, нормированным к

длине волны, всегда выполняется. Результаты проводимого ниже анализа показывают практическую возможность использования величины коэффициента усиления $G(\omega_0)$, определенную для средней частоты ω_0 спектра СШП-сигнала.

Рассмотренные аппроксимации при анализе сверхширокополосного радиолокационного канала составляют основу для определения его основных энергетических характеристик, в первую очередь, требуемой мощности передатчика. Применение в радиолокации СШП-импульсов наносекундной длительности всегда подвергалось сомнению вследствие малой энергии, заключенной в таком сигнале. Однако в задачах подповерхностного зондирования, если оно вообще осуществимо по необходимому динамическому диапазону, требования к пиковой мощности передатчика оказываются умеренными. На основании рассмотренного уравнения дальности (17.4), (17.5) можно оценить требуемую величину мощности единицами киловатт для наземных и десятками мегаватт для бортовых георадаров. Не останавливаясь на деталях, отметим, что методы формирования СШП-сигналов после более чем 30- летнего опробования всех возможностей сводятся к ударному возбуждению пассивных или активных излучающих систем. В качестве активных электронных приборов наиболее приемлемы ЛБВ, однако, исчезающе малый КПД и ограниченная пиковая мощность определяют их применение только в лабораторных условиях. Поэтому ударное возбуждение пассивных антенн является, по-видимому, единственной реальной возможностью формирования СШП-сигналов с пиковыми мощностями до десятков мегаватт [4, 8]. При этом связь величины пиковой мощности с амплитудой возбуждающего импульса выражается соотношением $P_{\text{пик}} = \alpha U_M^2 / R$, где $\alpha = 0{,}5 - 0{,}7$ – мера эффективности формирования электромагнитного импульса, характерное волновое сопротивление $R = 50$ Ом [8].

Принципиальная возможность достижения гигаваттного уровня пиковой мощности, как и в традиционной радиолокации, состоит в использовании сложных сигналов с большой величиной базы – произведения длительности сигнала на ширину спектра, и в построении активных антенных решеток [8], [15].

17.5. Каскадная модель излучателя

Классическая задача электродинамики состоит в нахождении поля, излученного заданной системой распределенных в пространстве токов $I(x, y, z, t)$. При этом на основании линейности задачи вычисляются значения скалярного и векторного потенциалов в точке наблюдения P как интеграла (суммы) вкладов от токов во всех точках объема, содержащего возбуждающие токи [7, 9]. Слагаемые определяются величиной

тока $I(x,y,z)$ в точке (x,y,z) пространства и запаздыванием сигнала $t-R/c$, соответствующим расстоянию R между точками задания тока (x,y,z) и наблюдения P. Точность расчета поля определяется точностью задания расстояний $R(x,y,z)$, разность которых определяет временные сдвиги вкладов парциальных сигналов в точке P; в традиционном случае – сдвиг гармонических составляющих по фазе.

При вычислении величины R используют различные упрощающие предположения, даже для элементарного классического излучателя – диполя Герца [9]. Наиболее широко используется предположение о дальней зоне излучения

$$R_0 \gg D, \tag{17.18}$$

когда расстояние R до точки наблюдения P много больше размера излучателя D (рис.17.2, *а*).

Точная величина расстояния $R=\sqrt{R_0^2-2R_0D\cos\alpha+D^2}$ при $R_0 \gg D$ приближенно выражается как (рис. 17.2, *б*)

$$R \approx R_0 - D\cos\alpha = R_0 - \Delta R. \tag{17.19}$$

При этом поле в точке P определяется суммой парциальных вкладов с приближенно определенными временными (фазовыми) запаздываниями и уменьшением суммы в соответствии со средним значением дальности $1/R_0$. Такое приближение наиболее распространено в теории антенн и называется приближением Фраунгофера [7].

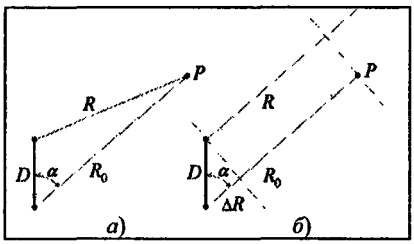


Рис. 17.2. Приближённое определение дальности до точечных излучателей: *а* – $R \gg D$; *б* – $R_0 \gg D$

Определение допустимой погрешности вычисления расстояний и запаздываний обычно состоит в сравнении с длиной волны λ_0 монохроматического колебания. При использовании СШП-радиоимпульсов следует сравнивать погрешность определения задержки с пространственной протяженностью импульса $ct_{p.i}$, где c – скорость света. Поскольку в состав СШП-импульса (показатель широкополосности) $\mu=\Delta f/f_0$, близок к единице, входит около одного периода средней частоты f_0, то эта величина и может использоваться при оценках необходимой точности вычислений. Подробнее этот вопрос будет рассматриваться ниже. Поскольку погрешность приближения (17.19) уменьшается с ростом R_0, то всегда можно определить границу дальней зоны $R \geq R_{FZ}$, для которой это приближение справедливо. Для диполя Герца приближение (17.19)

трактуется как допущение о малости его размера $D \ll R$ [9]. Уменьшая размеры диполя D можно для любых дальностей и длины волны достичь справедливости модели дальней зоны. Поэтому известный анализ выражений для поля излучения диполя Герца в ближней и средней зонах [9] имеет лишь академический интерес.

Рассмотрим характеристики элементарных излучателей электромагнитного поля с целью определения возможностей построения моделей реальных антенн, пригодных для описания задачи излучения СШП-импульсов на примере частотной характеристики передающей антенны $K_G(\omega)$ в составе (17.8). Представляя диполь Герца как точечный излучатель размером dl с заданной величиной тока $I(x,y,z,t)$, по принципу суперпозиции можно использовать такую модель для точного расчета поля излучения произвольной системы токов в пространстве (x,y,z). Решение электродинамической задачи для поля излучения H диполя Герца первоначально было получено [9] для произвольной временной зависимости возбуждающего тока $I(t)$:

$$H(t-\frac{R}{c}) = \frac{1}{4\pi}\frac{1}{R}\frac{dl}{c}\frac{dI}{dt}\sin\theta . \qquad (17.20)$$

Это выражение показывает, что преобразование произвольной временной зависимости возбуждающего тока $I(t)$ во временную зависимость излучаемого поля $H(t)$ для элементарного излучателя задается единственным, математически точным оператором дифференцирования по времени d/dt. В результате поля, излученные сигналом, состоящим из одного периода синусоиды, и непрерывной синусоидой той же частоты в фиксированный момент времени оказываются одинаковыми вне зависимости от различия их спектров. Это свойство можно назвать временной локальностью излучения, оказывающим важное влияние на понимание свойств излучающих антенн.

В частотной области уравнение диполя Герца имеет соответствующий дифференцированию множитель $\mathrm{j}\omega$

$$H(\omega) = -I(\omega)(\mathrm{j}\omega)\frac{dl}{c}\sin\theta\frac{1}{4\pi R}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\omega R}{c}} . \qquad (17.21)$$

Для обоих представлений удобно использовать инвариантный к дальности параметр – эффективный ток

$$I_э(\omega) = H(\omega)R\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\omega R}{c}} = -I(\omega)(\mathrm{j}\omega)\frac{dl}{c}\frac{\sin\theta}{4\pi} \qquad (17.22)$$

или

$$I_э(t) = -\frac{dI(t)}{dt}\frac{dl}{c}\frac{\sin\theta}{4\pi}. \qquad (17.23)$$

Другой элементарный излучатель – элемент Гюйгенса, вследствие совмещения электрического и магнитного источников имеет диаграмму направленности $1+\cos\alpha$, что обеспечивает моделирование однонаправленного распространения волнового фронта

$$H_y(\omega) = -J_x(\omega)dy(\mathrm{j}\omega)\frac{dx}{c}(1+\cos\alpha)\frac{1}{4\pi R}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\omega R}{c}}. \qquad (17.24)$$

Моделирование с использованием элементов Гюйгенса традиционно применяют к антеннам конечных размеров. Для прямоугольной апертуры $a \times b$ в приближении Фраунгофера получено [11]

$$H_y(\omega) = J_x(\omega)b(\mathrm{j}\omega)\frac{a}{c}(1+\cos\alpha)\frac{\sin\psi}{\psi}\frac{1}{4\pi R}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\omega R}{c}}, \qquad (17.25)$$

где $\psi = \frac{\omega a}{2c}\sin(\alpha)$ – аргумент частотно-угловой функции распределения поля антенны $G(\omega,\alpha)$ – обобщенной диаграммы направленности, вид которой определяется преобразованием Фурье от функции распределения тока $F\{J_x(\omega)\}$ и при равномерном его распределении выражается как $\sin(\psi)/\psi$ [11].

Обобщенная модель передающей антенны должна описывать преобразование напряжения возбуждения генератора $U_\mathrm{T}(t)$ в напряженность электромагнитного поля $E(t)$. Сравнение структуры выражений (17.20), (17.24), (17.25) для элементарного и сложного излучателей показывает возможность разделения процесса формирования излучаемого поля $E_\mathrm{T}(t)$ на последовательные независимые и коммутативные этапы: формирования возбуждающего тока, дифференцирования его по времени и формирования обобщенной диаграммы направленности $G(\omega,\alpha)$, представимые общей моделью:

$$U_\mathrm{T}(t) \Rightarrow I(t) \Rightarrow \frac{d}{dt} \Rightarrow F^{-1}\{G(\omega,\alpha\} \Rightarrow E_\mathrm{T}(t). \qquad (17.26)$$

В этой модели, которую назовем *каскадной*, каждый этап может быть эквивалентно представлен во временной или частотной областях. Независимость этапов, следующая из аналитического представления свойств динамической системы, например, произведением частотных характеристик, представляет удобную возможность раздельного изучения различных факторов процесса излучения. Коммутативность может быть использована при программировании вычислительного процесса. Для применения каскадной модели (17.26) в ближней зоне, когда зависимость поля от дальности не выражается как $1/R$, нужно использовать трехмерную диаграмму $G(\omega,\alpha,R)$ или соответствующее выражение в декартовых координатах.

17.6. Формирование возбуждающего тока и дифференцирование

Широко известным классом практически используемых антенн являются рупорные антенны. По-видимому, такие антенны наиболее удовлетворяют требованиям задачи подповерхностного зондирования объектов. Для ТЕМ-рупорной антенны (рис. 17.3) возбуждаемый генератором ток $I_г(t) = s_г(t)/\rho$ трансформируется с расширением рупора как $\sqrt{\rho/w}$ и образует падающую на раскрыв волну $I_{пад}(t) = I_г(t)\sqrt{\rho/w}$. Эта волна частично отражается, а разность $I(t) = I_{пад}(t) - I_{отр}(t)$ составляет ток возбуждения апертуры антенны. Отношение максимальных значений $I(t)_{max}/I_{пад}(t)_{max} = \xi < 1$ назовем эффективностью возбуждения.

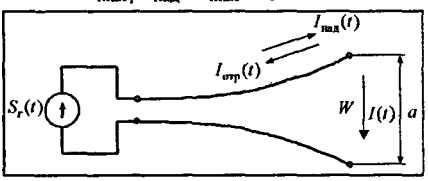


Рис. 17.3. Возбуждение рупорной антенны генератором напряжения

Процесс образования отраженной волны традиционно рассматривается для монохроматического колебания с частотой ω. Мерой отражения является коэффициент отражения $K_{отр}(\omega)$, который существенно зависит от частоты. Это определяет отличие временных зависимостей падающей и отраженной волн, и тока возбуждения апертуры. Для определения преобразования формы тока при отражении согласно теории линейных динамических систем следует определить импульсную характеристику отражения и вычислить ее свертку с падающей волной [6]. Параметром, определяющим частотную зависимость $K_{отр}(\omega)$, является отношение размера апертуры a к длине волны монохроматического колебания λ [7]. В диапазоне соизмеримости величин a и λ, отражение существенно зависит от частоты и должно по возможности точно учитываться. Как отмечалось ранее, этот режим соответствует условиям СШП-зондирования подповерхностных объектов. Только в условиях, когда максимальная длина волны в спектре сигнала в три-четыре раза меньше размера a, отражение от раскрыва незначительно.

Используем решение [7], для зависимости коэффициента отражения $K_{отр}(\omega)$ от открытого конца двухплоскостного волновода от частоты (рис. 17.4), которая хорошо аппроксимируется частотной характеристикой RC-звена с постоянной времени $\tau = \frac{4}{\pi}\frac{a}{c} = \frac{4}{\pi}t_а$, где $t_а = a/c$ – апертурное время антенны.

Тогда ток возбуждения апертуры $I(t)$ можно найти как свертку функций падающего тока и импульсной характеристики RC-звена:

$I(t) = I_{пад}(t) \otimes h_I(t)$, где $h_I(t) = \delta(t) - \frac{1}{\tau}\exp(-\frac{t}{\tau})$ – импульсная характеристика RC-звена, $\delta(t)$ – функция Дирака.

При использовании, например, гауссового импульса $s_г(t) = U_м \exp(-(t/t_г)^2)$ падающий ток сохраняет форму напряжения: $I_{пад}(t) = s_г(t)/\sqrt{\rho w}$, а форма тока возбуждения апертуры $I(t)$ изменяется за счет частотных свойств отражения. На рис. 17.5 в нормированном времени приведены диаграммы тока возбуждения апертуры $I(t)$ при различных отношениях $r = t_г/t_а$ длительности фронта возбуждающих импульсов $t_г$ к апертурному времени $t_а$.

При длительности возбуждающего импульса $t_р = 2t_г$, меньшей, чем половина апертурного времени $(r < 0,25)$, уменьшение амплитуды возбуждающего тока за счет отражения не превышает 15%, а форма тока приобретает слабую тенденцию к дифференцированию, соответствующую свойствам RC-звена.

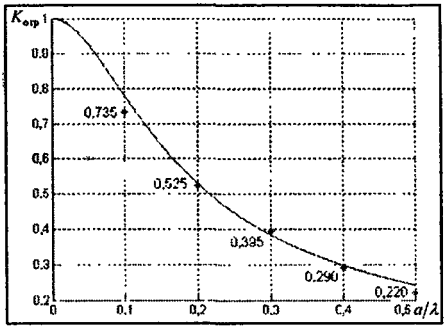


Рис. 17.4. Частотная зависимость коэффициента отражения и коэффициента передачи *RC*-модели

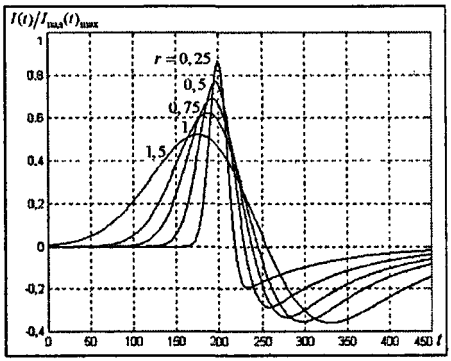


Рис. 17.5. Ток апертуры при возбуждении гауссовым импульсом

В каскадной модели (17.26) после формирования возбуждающего тока $I(\omega) = H_0(\omega)b$ следует операция дифференцирования. Выражение для излучаемого поля (17.25) предполагает умножение на апертурное время $t_а = a/c$, что математически обеспечивает требуемую размерность величин, а физически эквивалентно сложению в направлении максимального излучения вкладов элементов, размещенных на апертуре, которая может быть непрерывной или дискретной (антенная решетка). Такое сложение в традиционном анализе трактуется как коэффициент "усиления" антенны Результаты дифференцирования возбуждающего тока приведены на рис. 17.6 и представляют излучаемый эффективный ток $H(t)R$, пропорциональный излучаемому полю.

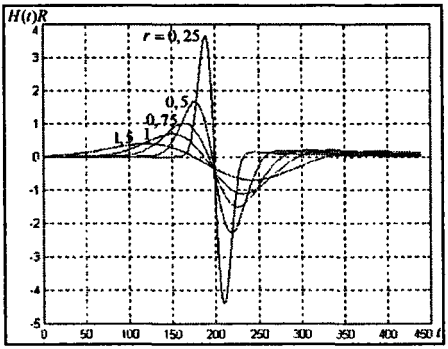


Рис. 17.6. Эффективный ток при возбуждении гауссовым импульсом

Преобразование формы возбуждающего сигнала при излучении имеет выраженный локальный характер: излучаемое поле в каждый момент времени пропорционально производной возбуждающего тока в тот же момент. Это, естественно, соответствует частотным свойствам антенны, например (17.25), однако показывает существенно большую наглядность анализа во временной области. В частности, при анализе излучения СШП-сигналов не следует использовать модели возбуждающих сигналов с разрывом производной. Импульс поля на рис. 17.6 имеет форму, близкую к производной от гауссова импульса генератора. Отличие проявляется лишь в слабых послеимпульсных неосциллирующих составляющих, соответствующих приблизительному дифференцированию в процессе образования возбуждающего тока апертуры. Амплитуда излучаемого импульса возрастает практически линейно с уменьшением отношения $r = t_г / t_а$, что обычно объясняется увеличением направленности излучения.

Выбор формы возбуждающего антенну напряжения. представляет важную техническую задачу, поскольку речь идет о высоковольтных воздействиях нано- и пикосекундной длительности в дополнение с высокими требованиями когерентности (временной стабильности). В различных задачах используют три вида ударного возбуждения антенн: видеоимпульсом, фронтом (перепадом) напряжения и предварительно сформированным СШП-радиоимпульсом. На рис. 17.7 модели таких возбуждающих напряжений представлены видеоимпульсом гауссовой формы *1*, его интегралом *2* и производной по времени *3*. В таких моделях отсутствуют какие-либо разрывы непрерывности. Их различие с точки зрения аппаратурной реализации может быть существенным. Этот вопрос здесь не рассматривается. С принципиальной точки зрения реакция на интеграл от воздействия и на его производную описываются как интеграл и произ-

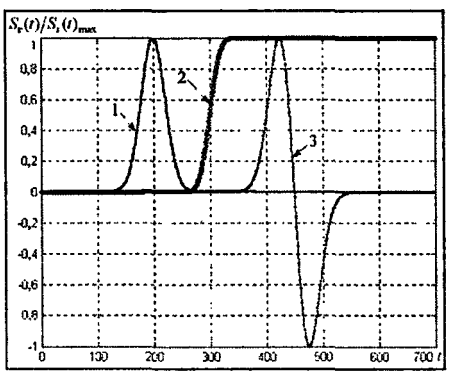


Рис. 17.7. Виды сигналов при ударном возбуждении антенн

водная от первоначального отклика. Однако закономерности вычисления этих линейных операций применительно к СШП-сигналам весьма своеобразны, изменяют форму сигнала и его показатель широкополосности [1].

На рис. 17.8, 17.9 показаны зависимости тока возбуждения апертуры и эффективного тока (излучаемого поля) для случая возбуждения антенны СШП-радиоимпульсом, состоящим из одного квазипериода напряжения ("моноцикла"). В этом случае, амплитуда излучаемого поля больше, чем при использовании гауссова видеоимпульса (см. рис. 17.6), но форма эффективного тока (излучаемого поля) приобретает выраженный третий временной лепесток, что соответствует значительному уменьшению показателя широкополосности (примерно в полтора раза) [1]. Кроме того, это связано с укорочением средней длины волны (рис. 17.9) и в ряде приложений нежелательно, например при подповерхностном зондировании. Компенсацией такого изменения длины волны может быть увеличение геометрических размеров антенны в соответствующей пропорции. В случае возбуждения антенны перепадом напряжения с гауссовым фронтом импульс эффективного тока (излучаемого поля) наиболее широкополосен и приобретает вид, подобный "видеоимпульсу", хотя постоянная составляющая в его спектре, конечно, отсутствует и он соответствует определению радиоимпульса [1].

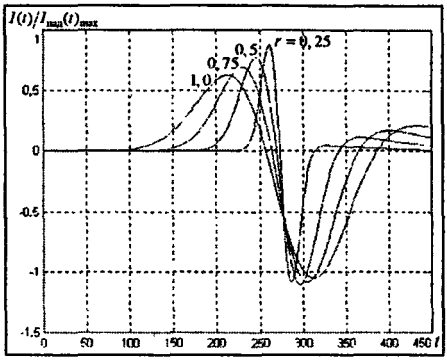


Рис. 17.8. Ток апертуры при возбуждении моноциклом

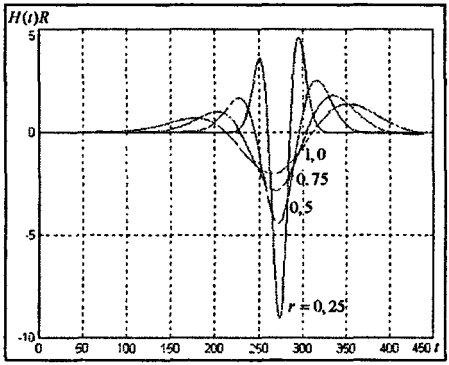


Рис. 17.9. Эффективный ток при возбуждении моноциклом

Значительное увеличение уровня низких частот в составе возбуждающего напряжения приводит к значительному увеличению неконтролируемых наводок и излучений от фидеров, внешних поверхностей антенн. Моделирование этих процессов составляет отдельную сложную задачу. В результате проведенного рассмотрения можно считать, что использование ударного возбуждения антенн видеоимпульсами с симметричной формой, близкой к гауссовой, представляет наиболее практичное решение проблемы формирования радиолокационных СШП-сигналов [8].

17.7 Формирование диаграмм направленности апертурных сверхширокополосных антенн

Определение тока $I(t)$ позволяет строго представить раскрыв антенны как поверхность с заданным распределением элементарных излучателей [7]. Теоретически такая возможность обосновывается принципом эквивалентности, который, в свою очередь, основан на теореме Гаусса. При этом используется понятие поверхностного тока, отождествляемое с напряженностью поля H [7, 11]. Тогда поле в точке P можно найти как сумму вкладов источников на произвольной поверхности, охватывающей раскрыв. Например, возможно суммирование вкладов источников, находящихся на силовой линии поля рупора, т.е. имеющих одинаковую величину напряженности поля H и, следовательно, поверхностного тока I.

Другая возможность состоит в суммировании вкладов от токов различной величины на плоской поверхности с соответственно другими запаздываниями. Результаты суммирования теоретически одинаковы, а выбор способа зависит от удобства построения вычислительного алгоритма. В качестве моделей источников удобно использовать элементы Гюйгенса, обладающие односторонностью излучения (диаграмма направленности – кардиоида). В любом случае при суммировании вкладов следует учитывать ослабление поля, пропорциональное $1/R_I$, и запаздывание сигнала на время $t - R_I/c$ в соответствии с индивидуальным расстоянием R_I.

Для анализа тонкой структуры излучаемых СШП-сигналов важно, что эти операции не зависят от частоты, а только от геометрических параметров задачи. Разумеется, для монохроматических сигналов запаздывания для парциальных источников соответствуют фазовым сдвигам на данной частоте, что и определяет известные зависимости параметров диаграмм направленности от частоты. В общем случае точное решение определяется суммированием мгновенных значений сигналов любой формы. Это вновь, как и при определении значения временной производной тока в заданной точке времени, проявляет свойство временной локальности при излучении.

В классической электродинамике при анализе направленности излучения применяются различные приближенные модели. Исторически это вызвано существовавшей ограниченностью вычислительных возможностей и стремлением получить соответствие с распространенными в математике интегральными преобразованиями. Наиболее широко распространено приближение дальней зоны, использованное уже в модели диполя Герца (17.21), (17.22) и приводящее к преобразованию Фурье. В ближней зоне используют приближение Френеля, когда при определении разности расстояний, которая, как следует из изложенного, является главной мерой точности решения, принимается предположение о малости угла α, справедливое при параксиальных направлениях.

В приближении геометрической оптики используется лучевая модель распространения поля, не учитывающая явления дифракции. Используем теперь приближение дальней зоны (Фраунгофера) для оценки свойств направленности излучения СШП-сигналов. При традиционном анализе в выражении для поля апертурной антенны (17.25) при $\alpha \neq 0$ диаграммообразующий множитель $\sin\psi/\psi'$, где $\psi = \frac{\omega}{c}\frac{a}{2}\sin\alpha$, рассматривается как модель частотных свойств антенны и соответствующего изменения спектра излучаемых сигналов. Это соответствует изменению формы излучаемых сигналов в различных направлениях, что приводит к необходимости обобщенного определения понятия диаграммы направленности антенны.

Во временной области задачу можно решить суммированием излучений элементарных излучателей (или модулей антенной решетки) с индивидуальными запаздываниями R_l/c. При использовании для моделирования раскрыва антенны элементарных излучателей Гюйгенса или Герца (17.21) (17.25) форма парциальных излучаемых полей от направления не зависит. На рис. 17.10 показаны формы суммарных сигналов (эффективного тока), излучаемых в различных направлениях антенной, состоящей из восьми точечных излучателей Гюйгенса в зависимости от нормированного угла $\theta = \alpha r$. Это вычисление соответствует третьему этапу в используемой каскадной модели (17.26) и свидетельствует о том, что изменение формы и амплитуды излучаемых сигналов определяется пространственными соотношениями. Видно существенное изменение формы сигналов при отклонении от направления максимального излучения с тенденцией понижения частотного диапазона. Это требует специального определения диаграммы направленности антенны при изменении формы сигнала. Один из вариантов состоит в использовании угловой зависимости максимального значения излучаемого сигнала $H(t)_{\max}$ от направления α. Результаты расчета такой зависимости для радиоимпульса, состоящего из одного периода синусоиды, и для непрерывной синусоиды с таким же периодом в зависимости от нормированного угла наблюдения показаны на рис. 17.11.

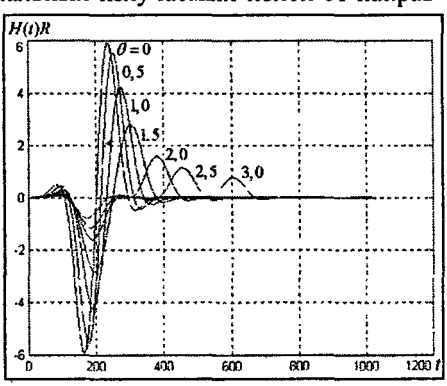


Рис. 17.10. Угловая зависимость формы излучаемых сигналов

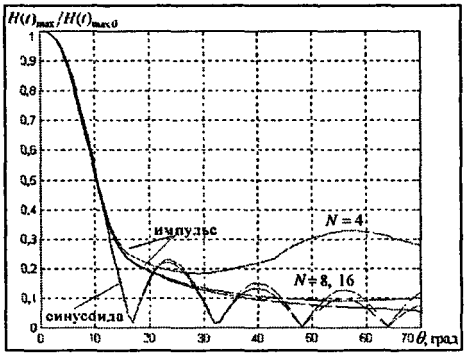


Рис. 17.11. Диаграмма направленности антенны для импульсного и синусоидального сигналов

В пределах главного лепестка диаграммы отсутствует различие максимальных значений излучаемого поля, несмотря на совершенно различные спектральные свойства СШП-импульса и синусоиды. Это вновь подтверждает, что процесс излучения определяется локальными свойствами сигналов, которые в этом примере одинаковы в пределах одного периода. В результате мера направленности определяется по величине $H(t)_{max}$, например на уровне $0{,}707\,H(t)_{max}$. Эта величина в соответствии с рис. 17.11 оценивается соотношением длительности импульса ct_p и размера антенны D, подобно традиционной оценке [11] для монохроматического сигнала с длиной волны λ

$$2\alpha_{0,5} \cong ct_p / D \cong \lambda / D\,. \qquad (17.27)$$

Диаграммообразующая функция, обычно рассматриваемая как частная зависимость $\psi = \frac{\omega}{c}\frac{a}{2}\sin\alpha$, при временном анализе определяет лишь относительную задержку парциальных излучений элементов антенны без изменения их формы. В образовании боковых лепестков участвуют более длинные отрезки сигнала, и тогда проявляется интерференционная изрезанность для синусоиды. Моделирование антенны решеткой из 8 или 16 излучателей приводит к близким результатам и только уменьшение их числа до четырех искажает диаграмму. Однако, это положение связано только с допущением дальней зоны.

Проведенный анализ показывает, что задача излучения СШП-сигнала может быть точно представлена последовательным выполнением трех независимых операций: фильтрации возбуждающего воздействия, дифференцированием тока элементарных излучателей и суммированием вкладов этих излучателей в различных точках пространства. Первая операция является частотно- зависимой в соответствии со свойствами антенны, вторая – имеет теоретически определенную частотную зависимость (линейно-нарастающая АЧХ) и третья – не зависит от частоты. С точки зрения динамической теории линейных систем эти операции являются коммутативными.

17.8. Особенности понятий ближней и дальней зон антенн при сверхширокополосных сигналах

Излучение точечного источника с размером $dl \to 0$ на любом расстоянии можно отнести к дальней зоне излучения. Для апертурной антенны поле в ближней зоне излучения в соответствии с рис. 17.12 рассчитаем как сумму полей точечных парциальных источников – элементов Гюйгенса $N = 64$ точках апертуры на оси x с запаздываниями r_{nk}, рассчитанными в каждой точке наблюдения k без каких либо упрощающих приближений (расстояние между источниками принято за единицу длины). На рис. 17.13 показано взаимодействие таких элементов на расстоянии R_0 от апертуры. Вблизи центра вклады соседних источников симметричны и при $R_0 \to 0$ величина поля E_0 парциального излучателя не изменяется, поскольку добавки от соседних излучателей $\mathbf{E}_1$ и $\mathbf{E}_{-1}$ векторно компенсируют друг друга. Это соответствует распространению вдоль R плоской волны с напряженностью E_0. На краю апертуры (рис. 17.14) вклады соседних источников несимметричны, и вектор поля изменяет направление и величину $E_0 \to E_c$, представляя начало распространения поля через границу свет-тень. В классической электромагнитной теории этот процесс представлен как распространение краевой волны (задача Зоммерфельда) [1]. В модели апертуры, состоящей из точечных элементов Гюйгенса, по мере увеличения расстояния R поля парциальных источников уменьшаются как $1/R$, однако вклады соседних источников (рис. 17.15) возрастают так, что поддерживают неизменной напряженность поля распространяющейся плоской волны E_0 в центре апертуры.

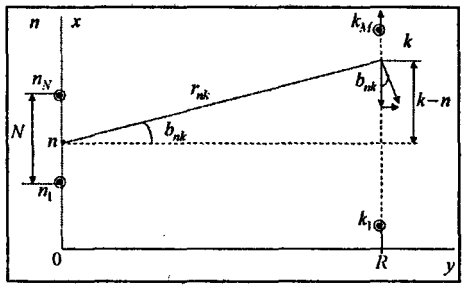


Рис. 17.12. Схема суммирования полей точечных источников

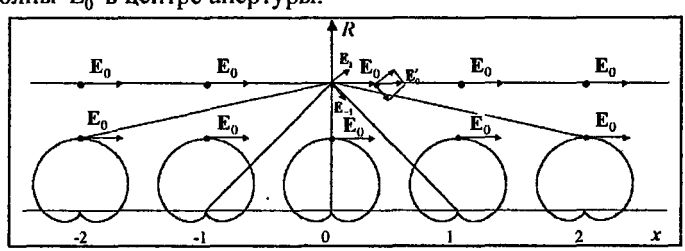


Рис. 17.13. Суммирование полей точечных источников на малой дальности

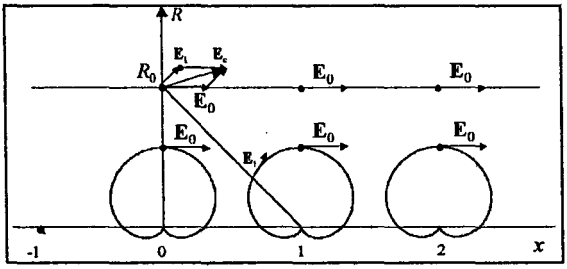


Рис. 17.14. Суммирование полей точечных источников на краю апертуры

Числовой ряд, описывающий вклады от дальних источников, сходится плохо, поэтому в вычислениях требуется использовать большое число дискретных источников (N>128). Краевые волны, распространяясь, встречаются на направлении максимального излучения, после чего плоского поля не существует, а соответствующая дальность R_{NZ} является границей ближней зоны антенны. При дальнейшем распространении краевые волны становятся круговыми и удовлетворяется приближение Фраунгофера. Соответствующая дальность представляет границу дальней зоны антенны R_{FZ}. В дальней зоне суммарное поле на направлении максимального излучения образуется когерентной суммой единичных вкладов всех дискретных источников модели в отличие от их индивидуального действия в ближней зоне. При этом сумма, как и ее составляющие, изменяется как $1/R_1 = 1/R$.

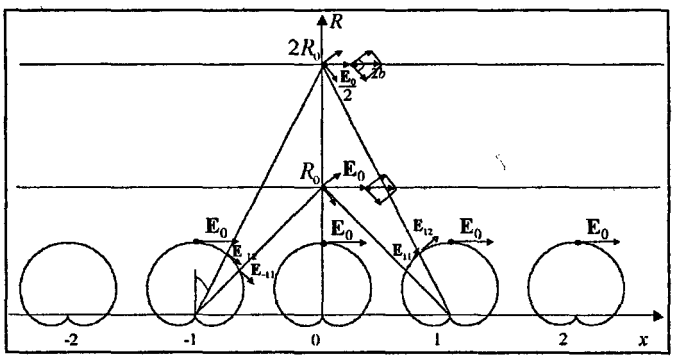


Рис. 17.15. Суммирование полей точечных источников в дальней зоне

При отклонении от направления максимального излучения вклады отдельных источников складываются также когерентно, однако вследствие временных сдвигов знакопеременных СШП-сигналов сумма уменьшается как на рис. 17.10, 17.11, образуя диаграмму направленности в сформулированном выше обобщенном понимании. Таким образом, используемая модель вследствие точного определения запаздываний и амплитуд парциальных дискретных источников позволяет описывать поле излучения антенны в ближней, промежуточной и дальней зонах излучения.

На рис. 17.16 показано рассчитанное с ее использованием распределение максимального значения излучаемого СШП-радиоимпульса длительностью t_p с гауссовой огибающей в плоскости, параллельной апертуре антенны для различных дальностей R. В ближней зоне сохраняется напряженность поля плоской волны $2H_0$ до встречи краевых волн. Интерференция радиоимпульсов дискретных излучателей при изменении временной задержки приводит к изменению формы импульса и соответственно к осцилляциям максимального значения поля. Значение поля на границе свет-тень в ближней зоне равно $H_{max}/2$, что соответствует точному решению задачи Зоммерфельда [1].

В дальней зоне величина поля на направлении максимального излучения убывает как $1/R$, а направленность излучения изменяется в соответствии с (17.27) и известными соотношениями. На рис. 17.17 и 17.18 показаны зависимости максимального значения напряженности поля излучаемого импульса от дальности R при заданной апертуре антенны $N=64$ для двух значений длительности импульса $t_p=25$ и $t_p=75$ в ближней зоне. Видно, что расстояние, на котором излучение сохраня-

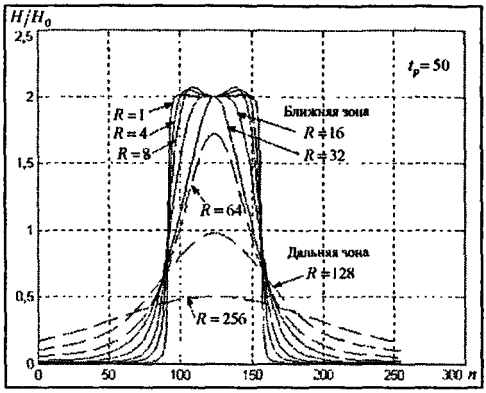


Рис. 17.16. Распределение поля апертурной антенны

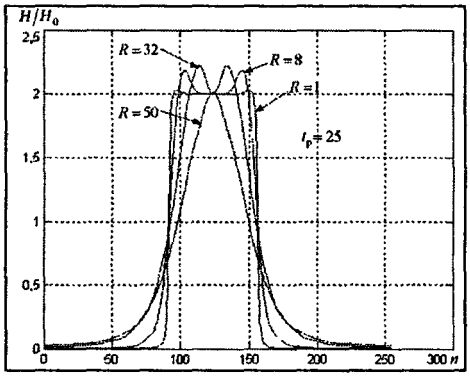


Рис. 17.17. Поле апертурной антенны в ближней зоне при длительности импульса $t_p=25$

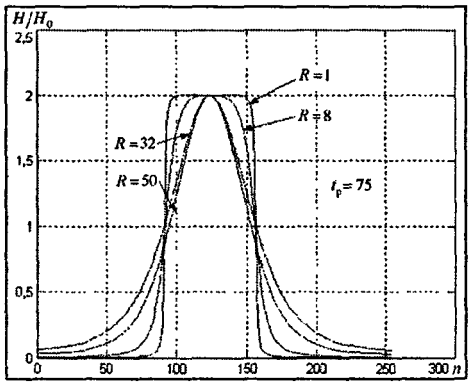


Рис. 17.18. Поле апертурной антенны в ближней зоне при длительности импульса $t_p=75$

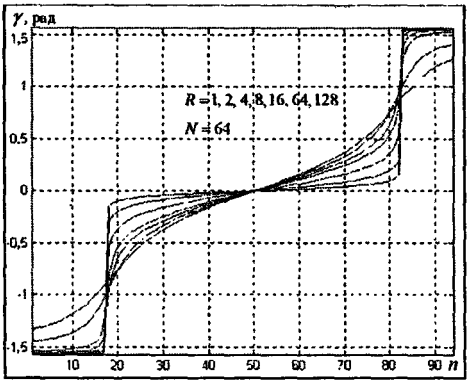


Рис. 17.19. Зависимости угла нормали к фронту волны излучаемого импульсного СПШ-сигнала для различных дальностей апертуры

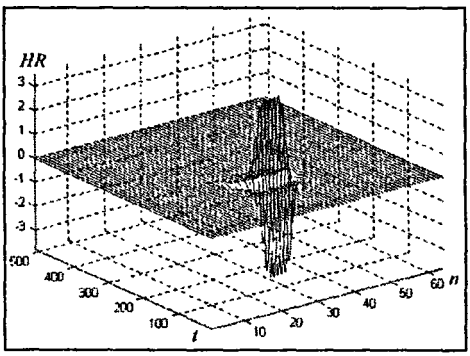


Рис. 17.20. Форма излучаемого сигнала в ближней зоне

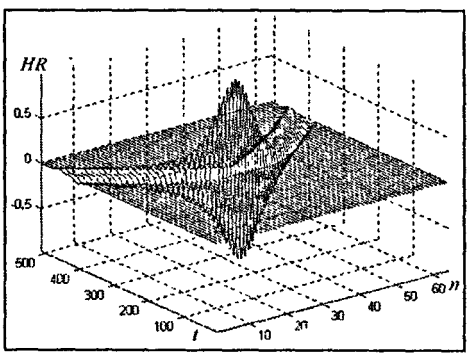


Рис. 17.21. Форма излучаемого сигнала в дальней зоне

ет геометрооптические свойства прожекторного луча, возрастает с укорочением длительности импульса, в дальней зоне такие изменения вызывают изменение угловой ширины диаграммы направленности (17.27).

В расчетах используется векторное суммирование полей парциальных излучателей, что позволяет определить нормали к фронту излучаемого импульсного СШП-сигнала (угол γ). Результаты показаны на рис. 17.19 для различных дальностей от апертуры. С помощью рассматриваемой методики возможен расчет формы излучаемого СШП-сигнала в произвольной точке приема (рис. 17.20 и 17.21) в декартовой системе координат.

На рис. 17.20 показаны трехмерные диаграммы формы излучаемого СШП-импульса при $\mu \approx 1{,}5$ для апертурной антенны в ближней зоне при сохранении полем амплитуды и формы излучений парциальных источников, а на рис. 17.21 – трехмерные диаграммы формы излучаемого СШП-импульса той же антенны в начале образования дальней зоны. Представлено изменение и амплитуды, и формы излучаемых импульсов. Эти зависимости при необходимости легко пересчитываются в традиционную сферическую (цилиндрическую) систему координат.

Таким образом, предложенная модель апертурной антенны представляет излучаемое поле на произвольной дальности.

17.9. Оценка энергетических параметров при излучении сверхширокополосных импульсов

Применим полученные соотношения к расчету энергетики реальной рупорной антенны с возбуждением видеоимпульсами гауссовой формы [8]. В соответствии с (17.11), (17.24) определим эффективный потенциал для импульсного режима

$$U_э(t)=\frac{dI(t)}{dt}\frac{a}{c}\frac{w}{2\pi}=\frac{dI_A(t)}{dt}\xi\frac{a}{c}\frac{w}{2\pi}=\frac{dU_T(t)}{dt}\xi\frac{a}{c}\sqrt{\frac{w}{\rho}}\frac{1}{2\pi}. \qquad (17.28)$$

Эффективный потенциал в дальней зоне излучения антенны, где поле уменьшается с расстоянием как $1/R$, представляет постоянную величину и удобен для оценки напряженности поля излучаемого сигнала инвариантно к дальности [8]. В ближней зоне антенны поле ослабевает медленнее, чем $1/R$, и формально введенный эффективный потенциал уменьшается, сохраняя свойство описания зависимости напряженности поля от дальности.

С использованием предложенной модели рассчитаны значения эффективного потенциала антенны для различных длительностей возбуждающего импульса t_p (рис. 17.22). Значение эффективного потенциала в дальней зоне на направлении максимального излучения определяется размером N апертуры антенны (при единичном поле дискретных излучателей). Переход к дальней зоне происходит на расстояниях, соизмеримых с размером апертуры и зависящих от длительности импульса, понимаемого здесь как длина волны. Для рассматриваемого практического примера [8] эффективный потенциал определяется по (17.28).

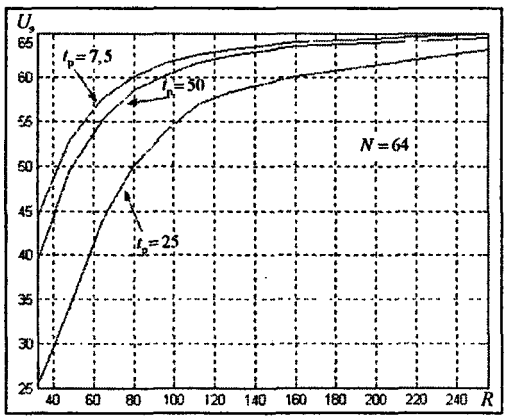


Рис. 17.22. Эффективный потенциал для различных длительностей импульсов

Для импульса гауссовой формы можно получить

$$U_{эmax}=U_{Tmax}\xi\frac{t_a}{t_r}\sqrt{\frac{w}{\rho}}0{,}8552\frac{1}{2\pi}=0{,}374\frac{\xi}{r}U_{Tmax}.$$

Данные экспериментального исследования рупорной антенны при $t_a = 0,4$ нс, $t_т = 0,1$ нс, $r = 0,25$ приводятся в [8]. Величина эффективного потенциала, определенная по измеренной величине напряженности поля в дальней зоне $U_{э\max} = 1,44U_{Т\max}$.

Расчет величины эффективного потенциала с помощью полученных выше соотношений приводит к удовлетворительному совпадению с экспериментом $U_{э\max} = 1,32U_{Т\max}$. Использованное в [8] определение эффективного потенциала с помощью эмпирического коэффициента $\sqrt{\eta}$ приводит к более грубой оценке $U_{э\max} = 2,33U_{Т\max}$.

Поскольку эффективный потенциал является обобщающим критерием радиолокационной системы, то удовлетворительное совпадение результатов с экспериментом можно считать комплексной проверкой предлагаемого метода. Многократно отмечавшееся совпадение исследуемых зависимостей с классическими результатами позволяет считать разработанный подход вполне объективным, отличающимся обобщением на случай применения СШП-сигналов, не содержащим опровержения каких-либо известных результатов.

Выводы

Применение методов линейных динамических систем к анализу СШП-систем позволяет представить задачу излучения СШП-сигналов как последовательность независимых, теоретически коммутативных этапов. При анализе формирования возбуждающего тока определяются требования к размерам антенн и параметрам возбуждающих импульсов. После дифференцирования по времени этап формирования пространственно- временного распределения излучаемого поля различен в ближней, промежуточной и дальней зонах антенны. Модель апертуры в виде набора дискретных излучателей Гюйгенса обеспечивает обобщенное описание во всех зонах, она допускает анализ при произвольном распределении возбуждающего тока на апертуре, что обеспечивает возможность последовательного применения рассматриваемой модели к прохождению (отражению) СШП-сигналов на границах раздела сред с различными электрофизическими свойствами. Применение полученных результатов в ряде прикладных задач позволяет решать новые теоретические и практические задачи. Например, применение СШП-радиолокационного зондирования в задачах разминирования при ручном сканировании приводит к наиболее сложной модели на границе ближней, промежуточной и дальней зон антенны. Предложенная модель соответствует этим условиям.

Литература к главе 17

1. *Астанин Л.Ю., Костылев А.А.* Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989.
2. Introduction to Ultra–Wideband Radar Systems. Ed. by *J. Taylor*, CRC, 1995.
3. *Astanin, L.Yu., Kostylev, A.A.* Ultrawideband radar measurement analysis and processing. – UK, IEE Press, 1997.
4. Ultra-Wideband Radar Technology. Ed. by *J. Taylor*, CRC Press, 2001.
5. Теоретические основы радиолокации./ Под ред. *В.Е. Дулевича*. – М.: Радио и связь, 1978.
6. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы.–М.: Радио и связь,1986.
7. *Айзенберг Г.З. и др.* Антенны УКВ./ Под ред. *Г.З. Айзенберга*, ч.1.– М.: Связь, 1977.
8. *Кардо-Сысоев А.Ф., Французов А.Д.* Энергетика импульсной активной фазированной антенной решетки.– СПб.: Проблемы транспорта, 2001, №5.
9. *Тамм И.Е.* Основы теории электричества. –М.: Наука, 1976.
10. *Астанин Л.Ю., Флерова А.А.* Характеристики антенн при формировании и излучении сверхширокополосных импульсов.– Сб. докл. Всероссийской научн. конференции "Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике".– Муром, 2003, с.67–73.
11. *Марков Г.Т., Сазонов Д.М.* Антенны.– М.: Энергия, 1975.
12. *Саяпин Д.В.* Анализ и синтез поляризационной структуры сверхширокополосных радиолокационных сигналов. – Тез. докл.51-ой научн.-техн. конференции Санкт-Петербургского НТОРЭС им. А.С.Попова, 1996.
13. *Авдеев В.Б.* Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов. – Антенны, 2002, вып. 7 (62).
14. *Уфимцев П.Я.* Метод краевых волн в физической теории дифракции. –М.: Сов. радио, 1962.

Глава 18

Сверхширокополосные рамочные передающие и приемные антенны*

В современных радиолокаторах подповерхностного зондирования в качестве зондирующих сигналов широко используются импульсные электромагнитные поля наносекундного диапазона длительностей, относящиеся к классу сверхширокополосных сигналов с коэффициентом широкополосности $\eta \approx 1$ ($\eta = (f_в - f_н)/(f_в + f_н)$, $f_в$, $f_н$ – верхняя и нижняя граничные частоты спектра сигнала).

Применение таких сигналов позволяет надеяться на достижение большой глубины зондирования и, одновременно, высокой разрешающей способности локатора. Однако одним из ключевых факторов, сдерживающим прогресс в СШП-подповерхностной радиолокации, является несовершенство СШП-антенной техники, так как для СШП-локаторов требуются эффективно излучающие передающие и высокочувствительные приемные антенны, обеспечивающие излучение и прием СШП-сигналов без искажения их формы.

Известные СШП-антенны можно условно разделить по критерию соотношения между размером антенны и пространственной длительностью возбуждающего импульса $\chi = c\tau$ (c – скорость света, τ – длительность импульса) на три основных класса: антенны бегущей волны (АБВ), квазирезонансные антенны (КРА), элементарные антенны (ЭА) [1].

Антенны бегущей волны. К ним относятся антенны, размеры которых (прежде всего в направлении распространения возбуждающей волны) значительно превышают χ. Распространенными примерами АБВ являются ТЕМ-рупоры. Такому же соотношению между χ и размером антенны отвечают зеркальные антенны и антенные решетки. Положительными особенностями АБВ являются высокая эффективность и направленность излучения, а недостатком – большие габариты, особенно в случаях, когда χ составляет несколько дециметров или метров.

Квазирезонансные антенны. К ним относятся антенны, у которых χ приблизительно равняется размеру антенны. КРА имеют меньшие габариты, но уступают АБВ по эффективности и направленности излучения. Кроме того, КРА требуют применения сложных нагрузок, которые должны препятствовать появлению послеимпульсных колебаний в излученном поле (принятом сигнале).

---

* Авторы: С. А. Масалов, Г. П. Почанин, П. В. Холод

Элементарные антенны. К ним относятся антенны, имеющие размер, значительно меньший, чем χ. Их характеристики остаются почти неизменными в сверхширокой полосе частот. И, несмотря на то, что эффективность излучения и чувствительность ЭА малы, малые размеры и возможность излучать и принимать СШП-сигналы без послеимпульсных колебаний обеспечивают для ЭА хорошие перспективы с точки зрения использования как в качестве одиночных антенн, так и в качестве элементов передающих и приемных антенных решеток [2-4], позволяющих не только существенно повысить энергетический потенциал радиолокатора, но и осуществлять пространственную обработку сигналов уже на стадии излучения и (или) приема.

Следует отметить, что упомянутые выше качества СШП-антенных решеток могут быть реализованы в полной мере лишь в том случае, когда каждый элемент решетки излучает в пространство или принимает импульсы поля, близкие по форме к однополярным. Достаточно убедительно показано в [2], что при коэффициенте широкополосности $\eta \geq 0{,}6$ можно излучить сигнал, близкий по форме к однополярному (очевидно, что чем больше η, тем ближе форма сигнала к однополярному импульсу). Поэтому при разработке антенной системы радиолокатора подповерхностного зондирования, использующей схему типа антенной решетки, особое внимание следует уделить тому, какова величина η элементов решетки.

Элементарные антенны можно разделить на антенны электрического типа – диполь, монополь, и антенны магнитного типа – рамочные антенны. Малая эффективность излучения дипольных конструкций обусловлена невозможностью создать в них ток большой амплитуды без очень высокого напряжения возбуждающего сигнала. Учитывая то, что современная техника генерирования коротких импульсных сигналов базируется в основном на полупроводниковых элементах, для которых характерны низковольтные режимы функционирования, становится очевидно, что в основе современного СШП-излучателя должен быть элемент, в котором возбуждается большой ток при малом напряжении.

18.1. Излучение сверхширокополосных сигналов рамочными антеннами

Большую амплитуду тока при малом напряжении питания можно создать в ЭА типа рамка (рис. 18.1). Увеличение тока способствует повышению эффективности излучения такой ЭА. Однако наличие замыкающего проводника порождает проблему – уменьшение амплитуды излученного поля вследствие

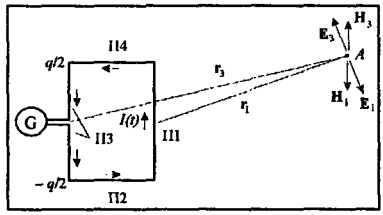


Рис. 18.1. Геометрия рамки

интерференции (взаимной компенсации) полей, сформированных различными частями рамки. Пусть рамка образована четырьмя проводниками П1–П4. В проводниках П1 и П3 ток течет во взаимно противоположных направлениях. Поэтому в точке наблюдения A в дальней зоне соответствующие им векторы электрических $\mathbf{E}_1$, $\mathbf{E}_3$ и магнитных $\mathbf{H}_1$, $\mathbf{H}_3$ компонент излученного поля имеют взаимно противоположные направления. Если расстояние между проводниками П1 и П3 мало, а расстояния до точки наблюдения $|\mathbf{r}_1|$ и $|\mathbf{r}_3|$ велики, то амплитуды полей $|\mathbf{E}_1| \approx |\mathbf{E}_3|$ и $|\mathbf{H}_1| \approx |\mathbf{H}_3|$, а векторная сумма всех компонент электрического и магнитного полей стремится к нулю. Однако при увеличении размеров рамки, внесении асимметрии в конструкцию и (или) при определенных деформациях последние приближенные равенства нарушаются, и рамка становится эффективным излучателем.

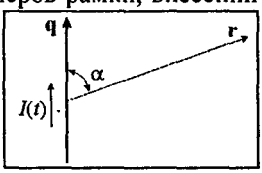


Рис. 18. 2. Электрический диполь

Основные выражения, определяющие напряженности электрического $\mathbf{E}$ и магнитного $\mathbf{H}$ полей, излученных электрическим диполем малых размеров (рис. 18.2), имеют вид [2]:

$$\mathbf{E} = \frac{Z_0 \mathbf{q}}{4\pi c}\left[\frac{1}{r}\frac{dI}{dt}\frac{\mathbf{r}\times(\mathbf{r}\times\mathbf{q})}{qr^2} + \left(\frac{c}{r^2}I + \frac{c^2}{r^3}\int I\,dt\right)\left(\frac{3(\mathbf{qr})\mathbf{r}}{qr^2} - \frac{\mathbf{q}}{q}\right)\right], \qquad (18.1)$$

$$\mathbf{H} = \frac{q}{4\pi c}\left(\frac{1}{r}\frac{dI}{dt} + \frac{c}{r^2}I\right)\frac{\mathbf{q}\times\mathbf{r}}{qr}, \qquad (18.2)$$

где $I = I(t - r/c)$ – ток в диполе в момент времени, запаздывающий на r/c; $\mathbf{q}$ – вектор диполя; $r = |\mathbf{r}|$; $q = |\mathbf{q}|$.

Малые размеры диполя соответствуют соотношению

$$q << c \cdot t_\phi, \qquad (18.3)$$

где t_ϕ – длительность фронта импульса.

Для больших r слагаемыми, пропорциональными $1/r^2$ и $1/r^3$, можно пренебречь. Тогда напряженности полей $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ определяются как

$$\mathbf{E} = \frac{1}{r}\frac{Z_0 q}{4\pi c}\frac{dI}{dt}\frac{\mathbf{r}\times(\mathbf{r}\times\mathbf{q})}{qr^2}; \quad \mathbf{H} = \frac{1}{r}\frac{q}{4\pi c}\frac{dI}{dt}\frac{\mathbf{q}\times\mathbf{r}}{qr}. \qquad (18.4)$$

Таким образом, именно ток в излучателе определяет энергетические характеристики излученного поля (18.4).

Идея повышения эффективности излучения ЭА рамочного типа заключается в том, чтобы добиться существенного различия амплитуд полей

$$|\mathbf{E}_1| >> |\mathbf{E}_3| \text{ и } |\mathbf{H}_1| >> |\mathbf{H}_3|. \qquad (5)$$

Два варианта построения излучателя, изображенных на рис. 18.3, предложил Х.Ф. Хармут. Такие излучатели получили название антенны большого тока (АБТ) [5]. В первом варианте АБТ (рис. 18.3,*а*) выполнение условия (18.5) обеспечивается экранированием части рамки металло-ферритовым экраном [6, 7], во втором варианте – является следствием асимметрии конструкции (рис. 18.3,*б*) [8].

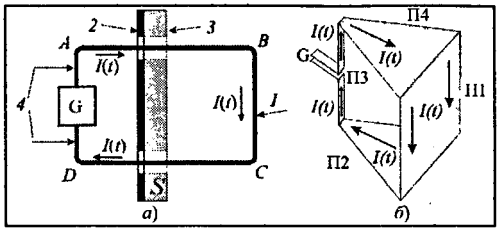


Рис. 18.3. Излучатель Хармута

Основные закономерности процесса излучения СШП-сигналов рамочными антеннами. В качестве объекта исследования выберем АБТ в виде рамочной антенны (см. рис. 18.3,*б*). Поместим начало системы координат в центр излучающей пластины шириной w, высотой l так, чтобы она находилась в плоскости $Y = 0$, а направление возбуждающего тока совпадало с направлением оси Z (рис. 18.4).

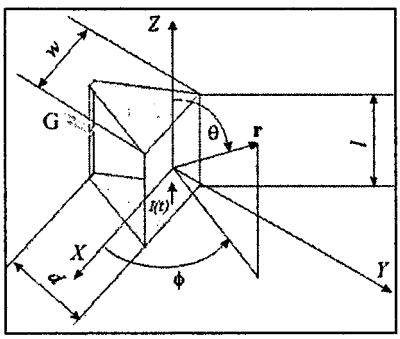


Рис. 18.4. Геометрия задачи

В качестве возбуждающего сигнала рассмотрим импульс гауссовой формы

$$I(t) = I_0 e^{-(t/t_d)^2}, \qquad (18.6)$$

где I_0 – амплитуда импульса тока; t_d – время, в течение которого амплитуда импульса уменьшается в e раз.

Будем исследовать процесс излучения импульса длительностью 1 нс. Для расчетов использован метод FDTD, реализованный в виде программы «Fidelity» пакета «Zeland», любезно предоставленной президентом компании «Zeland Software, Inc.» доктором Jian X. Zheng. Расчеты выполнены в 3D-области, ограниченной PML граничными условиями. Размеры области определялись условием дальней зоны в интересующем направлении (1,5 м) и условием обеспечения устойчивости решения в остальных направлениях (0,1 м). Шаг сетки – 1 мм вблизи антенны и 5 мм – в остальной части области. Источник возбуждающего сигнала – микрополосковый порт. Типичное время, необходимое для проведения одного вычисления на временном интервале 6 нс с использованием компьютера с процессором Pentium II с тактовой частотой 333 МГц, составляло порядка 3 ч.

Зависимость параметров излученных импульсов поля от расстояния и направления излучения. Понаблюдаем за тем, как изменяются параметры импульсов поля вдоль оси Y (рис. 18.4). Для этого будем фиксировать временные зависимости амплитуд напряженностей полей **E** и **H** на расстояниях r от 0,1 м до 1,8 м с шагом 0,1 м. Размеры антенны: $w = 40$ мм, $l = 40$ мм, $d = 30$ мм.

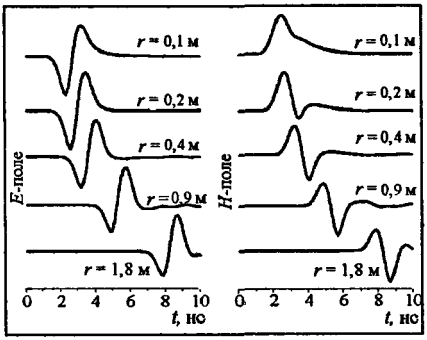


Рис. 18.5. Форма импульса

Изменение временной зависимости напряженностей E и H полей по мере удаления от антенны иллюстрирует рис. 18.5. На малом расстоянии (при r =0,1 м) импульс электрического поля практически повторяет по форме импульс напряжения, приложенного к антенне. Аналогичная связь существует и между импульсом напряженности магнитного поля и током в антенне. С увеличением r до 0,2 м происходит трансформация формы импульса. Поскольку излучатель представляет собой рамку, для которой характерно запасать энергию именно в магнитном поле, в большей степени трансформация формы происходит у магнитного поля. Медленно изменяющаяся во времени часть магнитного поля остается вблизи излучателя, а быстро изменяющаяся часть оказывается менее связанной с антенной и покидает ее. Электрическое поле принимает форму симметричного двухполярного импульса.

Напряженность магнитного поля принимает форму симметричного двухполярного импульса вблизи r =0,4 м. Это означает, что вклад компонент поля ближней зоны в напряженность поля излученного сигнала становится незначительным. Следовательно, расстояние r =0,4 м можно считать границей ближней зоны. В дальнейшем форма импульсов электрического и магнитного полей становится близкой к производной от возбуждающего гауссова импульса по времени и при увеличении расстояния r остается практически неизменной (рис. 18.5).

На рис. 18.6 линиями, отмеченными точками, показан закон убывания максимальной амплитуды излученного поля от расстояния. Сплошными линиями изображены кривые a/r (a – коэффициент пропорциональности). Для электрического поля различие между законом убывания амплитуды и законом a/r становится пренебрежительно малым на расстоянии r ~70 см, в то время как для магнитного поля это различие исчезает после r ~80 см.

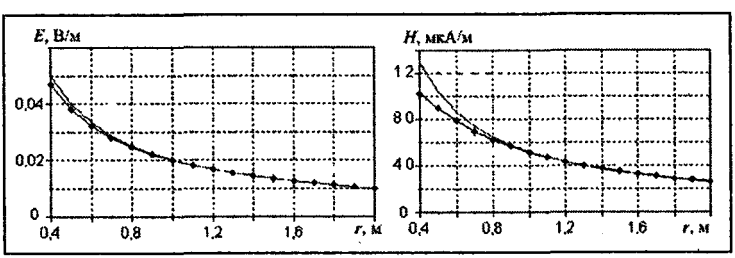


Рис. 18.6. Графики убывания амплитуды поля от расстояний

График зависимости характеристического сопротивления $Z(r) = E(r)/H(r)$ от расстояния (рис. 18.7) показывает, что на малых расстояниях Z мало, что ха-

рактерно для антенн магнитного типа. С увеличением r оно растет и, начиная с $r \sim 0{,}8$ м, приближается к значению $Z = 377$ Ом, что соответствует волновому сопротивлению свободного пространства. Тот факт, что вблизи антенны Z мало, способствует согласованию и более эффективному излучению СШП-сигналов в грунт.

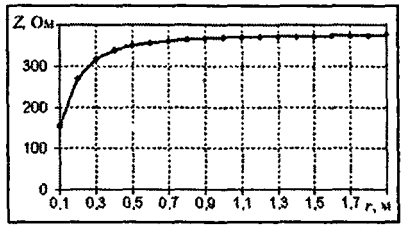
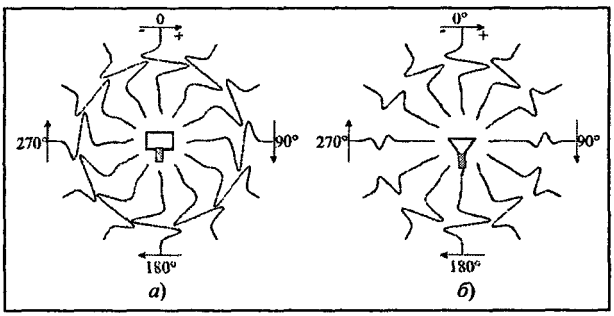


Рис. 18.7. График зависимости характеристического сопротивления от расстояния

Таким образом, исследуемый излучатель имеет ближнюю зону $r = 0{,}8$ м. В целом, зная параметры импульса на расстоянии, немного превышающем 0,8 м, можно легко прогнозировать поведение излученного сигнала в свободном пространстве в волновой зоне на любом расстоянии.

Будем регистрировать напряженности электрического и магнитного полей на расстоянии 1 м от излучателя в плоскостях XY (E-плоскость) и YZ (H-плоскость) (см. рис. 18.4) в секторах 0–360° с шагом 15°. На рис. 18.8,*а* изображены рассчитанные импульсы напряженности поля в E-плоскости. Результаты моделирования демонстрируют, что в плоскости рамки форма излученного сигнала не зависит от направления излучения.



а) *б*)

Рис. 18.8. Импульсы напряженности E- и H-полей

Соответствующие импульсы напряженности электрического поля под разными углами в H-плоскости представлены на рис. 18.8,*б*. В данном случае максимальная амплитуда поля наблюдается в направлениях 0 и 180°. Импульсы с минимальной амплитудой напряженности поля излучаются в направлениях, перпендикулярных плоскости рамки – 90 и 270°. Вблизи этих направлений происходит смена полярности. Направление вектора напряженности электрического поля изменяется на противоположное.

Влияние размеров рамки на параметры импульса излученного поля. Рассмотрим пути повышения эффективности излучения рамки [9, 10]. Вначале проанализируем, как влияют на напряженность излученного поля размеры: w, d и ℓ. Для этого зафиксируем все размеры, кроме одного – исследуемого, который будем изменять. Рассчитаем ток в рамке и напряженности излученных полей на расстоянии $r = 1{,}2$ м. Дальнейший анализ будет построен на сопоставлении им-

пульсов полей и заключается в выяснении основных тенденций и закономерностей, сопутствующих изменению размера.

Ширина излучателя w. Пусть $\ell = 40$ мм, $d = 30$ мм. Будем изменять w от 4 мм до 160 мм и наблюдать за тем, как изменяются параметры импульсов поля на оси Y (см. рис. 18.4) в дальней зоне. Импульсы E- и H-полей представлены на рис. 18.9. Минимальная амплитуда поля соответствует излучателю с $w = 4$ мм (кривая *1*). Увеличение w в 10 раз до 40 мм (кривая *2*) приводит к увеличению напряженности поля в 1,5 раза для E- и в 1,3 раза для H-полей, а дальнейшее увеличение w до 160 мм – в 1,8 раза для E- и в 1,44 раза для H-полей соответственно.

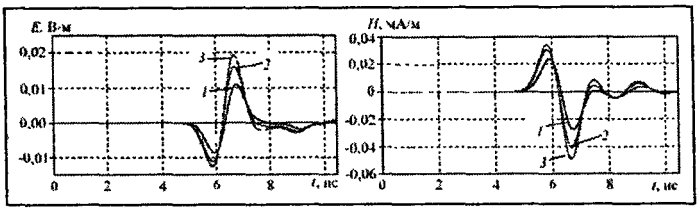


Рис. 18.9. Графические зависимости поля от ширины излучателя w

На рис. 18.10 представлены графики зависимостей, показывающих отношение максимальной амплитуды поля, создаваемого излучателем шириной w, к максимальной амплитуде поля, создаваемого излучателем шириной $w = 4$ мм, как для электрической компоненты поля – m, так и для магнитной – n. Наибольший эффект наблюдается при увеличении w до 60 мм. Дальнейшее увеличение w менее существенно влияет на m и n.

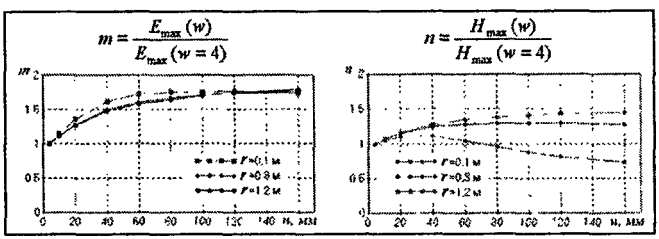


Рис. 18.10. Графики зависимостей для электрической и магнитной компонент поля

Увеличение напряженности E- и H-полей с увеличением w характерно для всех компонент поля, кроме H-поля вблизи излучателя (например, при $r = 0{,}1$ м). В этом случае при увеличении w напряженность поля сначала увеличивается, а после достижения $w = 40$ мм уменьшается. Причина такого уменьшения амплитуды H-поля в распределении амплитуд тока по ширине излучающей пластины. Максимальная амплитуда тока быстро протекающего процесса в плоских проводниках наблюдается на ребрах этих проводников, а максимальная амплитуда магнитного поля – вблизи области пространства с макси-

мальным током, т.е. вблизи ребер. Расширяя излучающую пластину, мы удаляем ребра от точки наблюдения, находящейся вблизи центра излучающей пластины и, тем самым, уменьшаем амплитуду импульса магнитного поля в этой точке наблюдения.

На рис. 18.11,*а* изображены импульсы тока в антенне при $w = 4$, 40 и 160 мм. Из рисунка следует, что с увеличением w уменьшается длительность фронтов импульсов тока и растет их амплитуда. Индуктивность L плоской пластины длиной ℓ и шириной w и толщиной δ (см) описывается выражением [11]

$$L = 2\ell\left(\ln\frac{2\ell}{w+\delta} + 0{,}447\frac{w+\delta}{2\ell} + \frac{1}{2}\right) \text{ [нГн]}.$$

Увеличение ширины проводника сопровождается снижением его индуктивности, что, в свою очередь, влечет за собой уменьшение времени установления тока в цепи. Если при этом длительность фронтов возбуждающего импульса меньше постоянной времени L/R антенны, то уменьшение L дает увеличение амплитуды тока в излучателе. На рис. 18.11,*б* построен график зависимости $k(w) = \dfrac{I_{max}(w)}{I_{max}(w=4)}$ отношения максимальных амплитуд импульсов тока в антенне при различных w к амплитуде тока при w =4 мм. Наиболее существенный рост амплитуды импульса тока наблюдается при увеличении w от 4 до 60 мм. В дальнейшем скорость роста уменьшается. При w =160 мм k =1,42. График зависимости $n(w)$ для r =1,2 м (см. рис. 18.10) практически точно совпадает с графиком зависимости $k(w)$ (рис. 18.11,*б*). Такое совпадение свидетельствует о том, что прирост амплитуды излученного импульса поля обеспечивается исключительно приростом амплитуды импульса тока в излучателе, обусловленным уменьшением индуктивности.

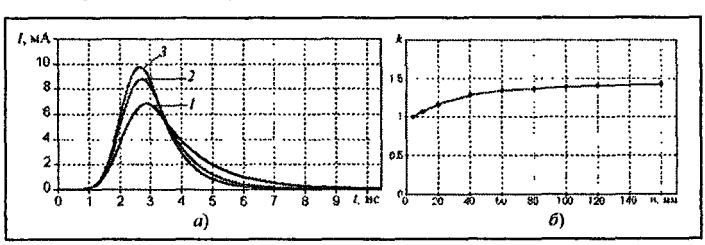


Рис. 18.11. Импульсы тока (*а*) и анализ импульсов тока (*б*)

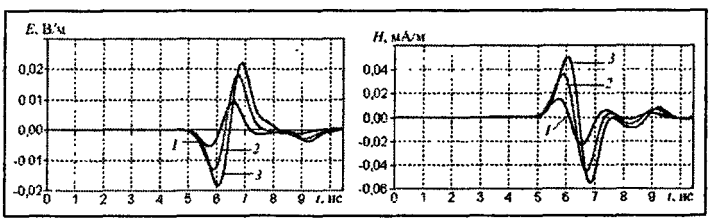


Рис. 18.12. Зависимость амплитуды *E*- и *H*-полей от длины согласующих секций

Длина согласующих секций d. Пусть $\ell = 40$ мм, $w = 40$ мм. Величину d будем изменять от 10 до 160 мм. Импульсы E- и H-полей представлены на рис. 18.12. Минимальная амплитуда поля соответствует излучателю с $d = 10$ мм (кривая *1*). Увеличение d в 4 раза – до 40 мм приводит к увеличению E-поля в 2 раза и H-поля в 2,4 раза (кривая *2*), а дальнейшее увеличение d в 8 раз до 80 мм обеспечивает увеличение E-поля в 2,75 раза и H-поля – в 3,4 раза (кривая *3*). Различие коэффициентов увеличения напряженности поля для электрической и магнитной составляющих свидетельствует о том, что с увеличением d граница дальней зоны отодвигается от излучателя. Дальнейшее увеличение d приводит к возникновению осцилляций в излученном сигнале (рис. 18.13), при этом рост амплитуды излученного импульса незначителен, а $d = 100$ мм означает, что длина периметра излучателя приближается к χ, что создает условия для возникновения колебаний в антенне.

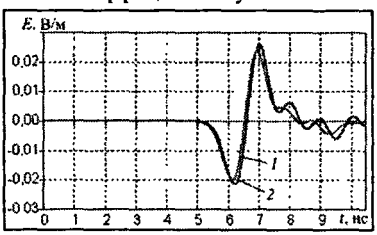


Рис. 18.13. Иллюстрация возникновения осцилляций в излучаемом поле

Увеличение размера d также сопровождается увеличением длительности фронтов излученного импульса. При $d = 10$ мм передний фронт излученного сигнала достигает максимума на отметке 5,84 нс, а при $d = 80$ мм – на от метке 6,1 нс (см. рис. 18.12). Разница составляет приблизительно 0,26 нс. Эта величина, умноженная на скорость света, дает 78 мм, что близко к разности длин согласующих секций. Отсюда следует, что на длительность фронтов излученного сигнала влияет расстояние между изгибами рамки в направлении Y.

Изгибы рамки являются областями излучателя, в которых концентрируются заряды, поэтому именно от изгибов излучателя исходит максимальное излучение. Излученное поле формируется в результате интерференции полей, исходящих от всех четырех изгибов и области возбуждения излучателя. Очевидно, что, разнося эти интенсивно излучающие области в пространстве, мы изменяем временную задержку между моментами излучения каждой из этих областей и, соответственно, между моментами прихода излучения от каждой из областей в точку наблюдения. Таким образом, вследствие запаздывания, возникающего при увеличении d, максимум амплитуды импульса излученного поля смещается по временной оси от момента начала импульса, увеличивая длительность фронта (спада) излученного сигнала.

Поскольку поля, излученные соседними изгибами рамки, интерферируя взаимно компенсируются, возникновение дополнительной задержки между моментами прихода импульсов от этих изгибов в точку наблюдения способствует уменьшению степени взаимной компенсации и увеличению напряженности излученного поля.

На рис. 18.14 представлены графики зависимостей, показывающих отношение максимальной амплитуды поля, создаваемого излучателем с длиной d, к максимальной амплитуде поля, создаваемого излучателем с $d = 10$ мм, для электрической компоненты поля – m и для магнитной – n. Графики демонстрируют, что вблизи излучателя увеличение d до 40 мм дает прирост напряженности

поля, но при больших d этот прирост незначителен. В дальней зоне наблюдается монотонный прирост амплитуды поля при увеличении d вплоть до 0,1 м, когда излучатель переходит в колебательный режим, и в излученном сигнале появляются осцилляции.

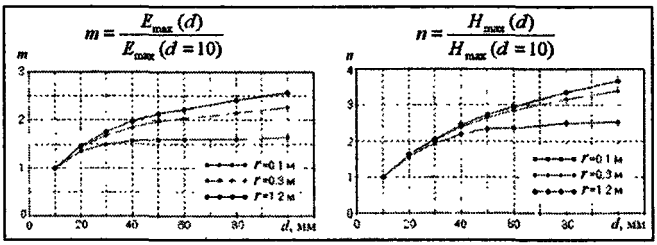


Рис. 18.14. К анализу рис. 18.12, 18.13

Таким образом, с увеличением d растет длительность переднего и заднего фронтов излученного импульса поля, амплитуда импульса поля: растет сначала быстро, а затем этот рост замедляется, и начиная с d, при котором периметр излучателя становится равным χ возбуждающего сигнала, излучатель переходит в колебательный режим.

Длина излучающей пластины ℓ. Исходя из соотношений (18.4) можно ожидать пропорциональный рост амплитуды поля при увеличении длины излучающей пластины ℓ. Однако, для практического использования требуются антенны, более эффективные, чем элементарный диполь. В связи с этим полезно знать, до каких пор можно увеличивать ℓ, сохраняя импульсный режим излучения и не допуская возникновения колебаний в излученном сигнале.

Рассмотрим результаты FDTD-моделирования задачи излучения импульсного сигнала при помощи рамочных антенн с различной длиной излучающей пластины. Длину согласующих секций выберем равной $d = 30$ мм. Ширина излучающей пластины $w = 40$ мм. Длину излучающей пластины ℓ изменяем от 10 до 200 мм. При этом будем наблюдать за тем, как изменяются параметры импульсов поля на оси Y. Для этого зафиксируем временные зависимости амплитуд напряженностей полей E- и H-полей, создаваемых излучателями с разной длиной излучающей пластины.

На рис. 18.15 представлены импульсы напряженностей электрического и магнитного полей на расстоянии $D = 1{,}2$ м. Минимальная амплитуда поля соответствует излучателю с длиной излучающей пластины $\ell = 10$ мм (кривая *1*). Увеличение ℓ в 4 раза – до 40 мм приводит к увеличению напряженности поля в 2,4 раза для электрической компоненты и в 2,4 раза – для магнитной (кри-вая *2*), а дальнейшее увеличение ℓ в 8 раз до 80 мм обеспечивает увеличение напряженности поля в 3,55 раза для электрической компоненты и в 3,57 раза для магнитной.

Вместе с увеличением амплитуды излученного импульса рост ℓ сопровождается увеличением длительности его переднего и заднего фронтов аналогично тому, как это происходило при увеличении d. Причиной увеличения длительности фронтов с ростом ℓ является увеличение расстояния между интенсивно излучающими областями. Начиная с $\ell = 120$ мм, в излученном сигнале

возникают осцилляции (рис. 18.16). При этом продолжается рост амплитуды излученного импульса; $\ell = 120$ мм означает, что длина периметра излучателя приближается к пространственной длительности возбуждающего импульса, что создает условия для возникновения колебаний. Так же как и при увеличении d, дальнейшее увеличение ℓ сопровождается ростом амплитуды послеимпульсных осцилляций (кривые *2*, *3*, *4*).

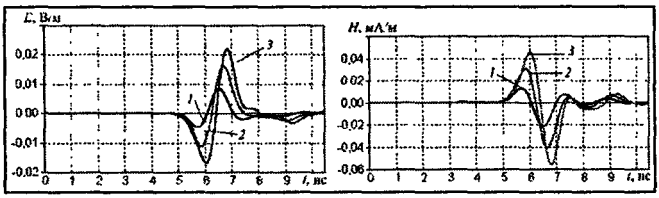


Рис. 18.15. Зависимости амплитуды E- и H-полей от длины излучающей пластины

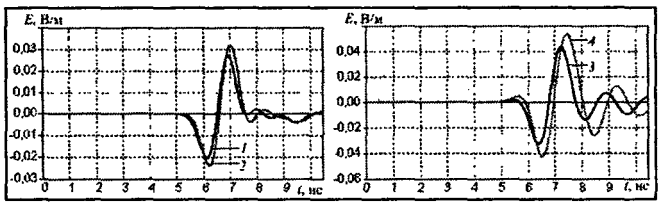


Рис. 18.16. Импульсы напряженности электрического поля

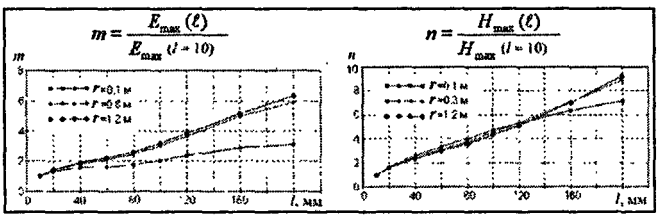


Рис. 18.17. К анализу рис. 18.15, 18.16

На рис. 18.17 представлены графики отношений максимальной амплитуды поля, создаваемого излучателем с длиной излучающей пластины ℓ, к максимальной амплитуде поля, создаваемого излучателем $\ell = 10$ мм, как для электрической компоненты поля – m, так и для магнитной компоненты поля – n. Они демонстрируют, что закон зависимости от ℓ практически линейный. При $r = 1{,}2$ м наблюдается шестикратный прирост амплитуды E-поля и девятикратный прирост амплитуды H-поля при увеличении ℓ до 0,2 м. Однако, из рис. 18.16 видно, что если требуется излучить сигнал без послеимпульсных колебаний, следует ограничиться длиной излучающей пластины $\ell = 120$ мм. Далее излучатель переходит в колебательный режим, и в излученном сигнале появляются осцилляции. Поэтому достижим лишь четырехкратный прирост амплитуды электрического поля и пятикратный прирост амплитуды магнитного поля.

Таким образом, с увеличением ℓ растет длительность переднего и заднего фронтов излученного импульса поля: с увеличением ℓ амплитуда импульса поля растет практически линейно, а начиная с ℓ, при котором периметр излучателя становится равным χ возбуждающего сигнала, излучатель переходит в колебательный режим.

18.2. Экспериментальные исследования рамочной антенны

Задача экспериментальной части работы состояла в исследовании закономерностей излучения импульсного сигнала рамочной антенной. Генератор для возбуждения антенны представляет собой два ключа на мощных GaAs полевых транзисторах 3П915А-2 с граничной частотой порядка 8 ГГц, включенных последовательно с излучающим элементом. Вместе они обеспечивают симметричное возбуждение антенны. Генератор имеет выходное сопротивление около 1,2 Ом и при напряжении питания 5 В формирует в нагрузке импульсы тока порядка 4 А с короткими фронтом и спадом, и длительностью порядка 50 нс.

Зависимость параметров импульса поля от расстояния. В ходе экспериментов были измерены параметры импульсов поля на расстояниях r от 0,1 м до 1,5 м с шагом 0,1 м при возбуждении антенны импульсами длительностью 15 нс. На рис. 18.18 представлены формы сигналов на выходе приемной антенны. Эпюры отображают как поля ближней зоны,

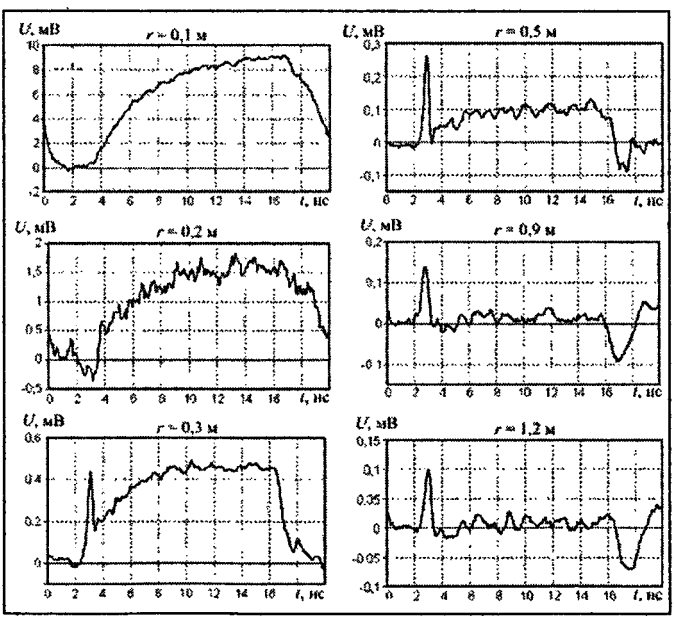


Рис. 18.18. Форма сигнала на выходе приемной антенны

так и поля дальней зоны и дают представление о том, как формируется импульс излученного поля. При r=0,1 м импульс поля по форме практически повторяет импульс возбуждающего антенну тока. Выделяются два характерных участка: с быстрым нарастанием и с медленным нарастанием. Участок быстрого нарастания занимает время от отметки 3,5 нс до отметки 4 нс и имеет амплитуду 1,7 мВ. Участок медленного нарастания заканчивается на отметке 17 нс, достигая при этом амплитуды 9 мВ.

Общая длина излучающего элемента $\approx$ 150 мм. Импульс возбуждающего излучатель поля пробегает это расстояние примерно за 0,5 нс. В эксперименте время нарастания возбуждающего импульса было 0,7 нс. Это время сравнимо с временем его распространения вдоль всей антенны. Поэтому в течение почти всего времени нарастания антенну следует рассматривать как систему с распределенными параметрами. И только лишь после быстрого процесса антенна переходит в режим, когда ток течет по всей антенне, и уже вся ее индуктивность влияет на время установления тока. Начиная с этого момента для определения временных характеристик возбуждающего тока можно использовать ее сосредоточенные параметры.

Вслед за быстрым ростом наблюдается небольшой спад (порядка 10% от амплитуды быстрого фронта) и медленное нарастание импульса, которое свидетельствует о том, что включилась вся индуктивность излучателя, и время установления тока в антенне уже определяется как L/R (L – индуктивность излучателя, R – внутреннее сопротивление генератора импульсов в открытом состоянии). В процессе установления тока в излучателе, который длится в течение всего времени воздействия возбуждающего сигнала – порядка 15 нс, происходит накопление энергии в индуктивном поле.

Измеренное значение индуктивности использованной в эксперименте конструкции излучателя – L = 40 нГн. Внутреннее сопротивление генератора – R = 1,2 Ом. Значит, время установления тока в рамке – 33 нс. С увеличением r до 0,2 м относительная амплитуда медленно нарастающего импульса становится меньше. При r=0,3 м амплитуды быстро и медленно нарастающих участков сигнала выравниваются, и на фоне этого процесса наблюдается отделение короткого импульса от оставшейся медленно изменяющейся части импульса поля.

Характерным эффектом, сопровождающим дальнейшее увеличение расстояния до точки наблюдения на участке 0,3 м $\le r \le$ 0,9 м, является более быстрое уменьшение амплитуды медленно изменяющейся части импульса поля. В результате при r=0,9 м в излученном поле остаются только короткие импульсы, порожденные быстро изменяющимся током в излучателе. Эпюры (рис. 18.18) означают, что излученный импульс поля формируется в ходе быстрого процесса.

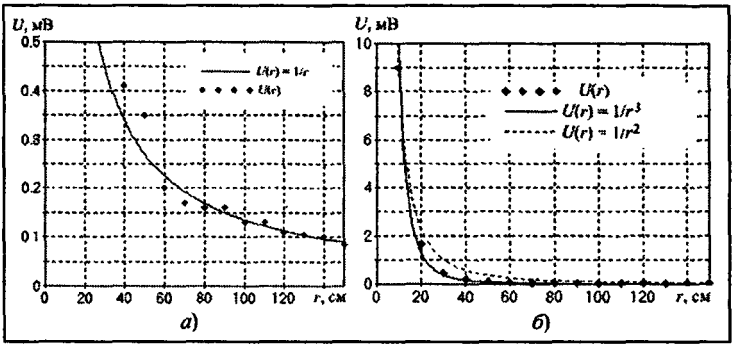


Рис. 18.19. Графики зависимости амплитуды импульсов напряженности поля от расстояния

В ходе медленного процесса происходит накопление энергии в ближнем поле излучателя в виде магнитного поля. После выключения генератора эта часть энергии возбуждающего сигнала обуславливает появление ЭДС индукции в точках подключения антенны. На рис. 18.19,*а,б* точками отмечены значения амплитуд импульсов поля на соответствующих расстояниях r. На рис. 18.19,*а* также построен график зависимости $U(r) \sim 1/r$. Начиная с r=0,6 м, значения амплитуд короткого импульса поля хорошо совпадают с соответствующими значениями графика. Такая зависимость характерна для дальней зоны.

На рис. 18.19,*б* построены графики зависимостей $U(r) \sim 1/r^2$ и $U(r) \sim 1/r^3$. Значения амплитуд медленно изменяющейся части излученного импульса находятся между этими кривыми, ближе к последней. Следовательно, медленно изменяющаяся часть импульса поля является полем ближней зоны исследуемой антенны. На больших расстояниях ($r \geq 0{,}9$ м) излученный импульс поля близок по форме к однополярному. Он имеет короткую положительную часть, амплитуда которой существенно превосходит амплитуду более продолжительной отрицательной части.

Зависимость параметров импульсов поля от длины излучающей пластины. В данном эксперименте сравниваются импульсы *H*-поля, формируемые излучателями с малым излучающим элементом (ℓ = 10 мм) и с большим излучающим элементом (ℓ = 40 мм). Особый интерес представляет пространственная зависимость отношения амплитуд коротких импульсов поля, формируемых малым (U_1) и большим (U_2) излучателями (рис. 18.20, график *1*). На малых расстояниях (например, 10 см) это отношение мало (порядка 1,5), а с увеличением расстояния оно растет и стремится к четырем. Именно таково отношение длин большого и

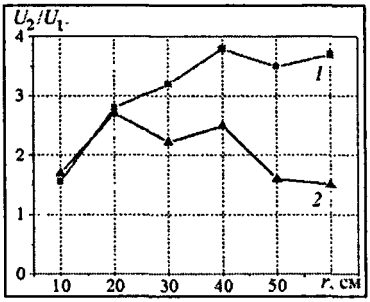


Рис. 18.20. Сравнение амплитуд импульсов

малого излучающих элементов, и на такую зависимость указывают выражения (18.4).

Пространственная зависимость отношения амплитуд медленно изменяющихся напряженностей поля, формируемых малым (U_1) и большим (U_2) излучателями, представлена на рис. 18.20 (график *2*). На расстоянии 10 см это отношение порядка 1,7. С увеличением расстояния оно сначала растет, а затем уменьшается. Такой характер зависимости обусловлен следующим. Индуктивность малого излучателя в 3,5 раза меньше, чем большого. Соответственно время установления тока в малом излучателе меньше. За время действия возбуждающего импульса ток в малом излучателе успевает достигнуть максимального значения, а напряженность поля медленно изменяющегося процесса – максимальной амплитуды. Из-за относительно большой индуктивности большого излучателя время установления тока в нем оказывается больше времени действия возбуждающего сигнала. Поэтому выключение возбуждающего сигнала происходит еще до того, как амплитуда тока достигнет максимума. В результате в данном эксперименте вместо ожидаемой величины отношения напряженностей поля 4 получаем 1,7. С увеличением расстояния эта величина несколько возрастает, а затем стремится к единице.

Таким образом, по мере удаления от излучателя отношение амплитуд импульсов излученного поля, формируемых в результате возбуждения соответственно большого и малого излучателей быстрым перепадом тока, возрастает, стремясь к отношению длин излучателей. В то же время с увеличением r отношение амплитуд полей, образованных медленно изменяющейся частью возбуждающего тока, довольно быстро стремится к единице, указывая на то, что для рамочной антенны граница ближней зоны в большей степени определяется временными характеристиками возбуждающего сигнала, чем размерами излучателя.

18. 3. Рамочная антенна для приема сверхширокополосных импульсных сигналов

Поскольку в СШП-радиосистемах задача повышения энергетического потенциала стоит особенно остро, необходимо максимально использовать все возможности увеличения амплитуды сигнала и уменьшения уровня шума на всех этапах приема. Существенный вклад в достижение высокой чувствительности вносит приемная антенна.

Одиночная рамка. Для решения задачи неискажающего приема импульсных сигналов довольно широко применяются подходы, аналогичные тем, которые применяются при решении задач излучения. Один из них заключается в использовании ЭА, отличающихся своей широкополосностью. Малые габариты и неискаженный прием СШП-сигналов делают эти антенны весьма привлекательными для использования на практике. Однако недостатком таких антенн является их малая чувствительность. Далее исследованы условия получения максимально достижимой чувствительности неискажающего приема СШП-импульсных сигналов рамочными антеннами [12].

Широкополосность рамки. Пусть плоская электромагнитная волна, вектор электрической компоненты **E** которой направлен вдоль оси y декартовой системы координат, а вектор магнитной компоненты **H** – вдоль оси z, распространяется вдоль оси x (рис. 18.21). Временная зависимость E и H имеет вид гауссова импульса

$$H(t)=H_0\exp\left(-\left[\frac{t-t_z}{t_d}\right]^2\right);\ E(t)=H(t)Z_0,\quad (18.7)$$

где t_z – время задержки импульса относительно начала временной оси.

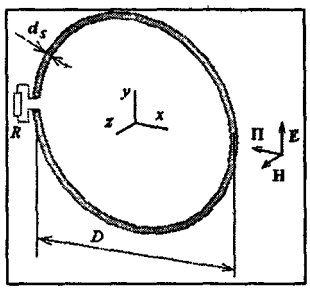


Рис. 18.21. Изображение приемной антенны

Исследуемая приемная антенна в виде кольца диаметром D, из металлического проводника круглого сечения диаметром d_s располагается в плоскости $z=0$. Нагрузкой рамки является активное сопротивление R, включенное в разрыв проводника.

Пусть $D \ll ct_d$ (выполняется условие квазистационарности). Тогда под действием поля $H(t)$ в рамке возникает ЭДС

$$U(t)=-\mu_0 S\cos\alpha\frac{dH(t)}{dt},\qquad (18.8)$$

где S – площадь рамки.

Эквивалентная схема рассматриваемой приемной антенны представлена на рис. 18.22, где введены следующие обозначения: L – индуктивность рамки; R_{rad} – сопротивление излучения приемной антенны.

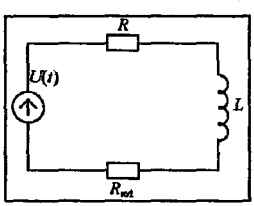


Рис. 18.22. Эквивалентная схема приемной антенны

Поскольку R_{rad} рамки мало, ток $i(t)$, протекающий в рамке, можно получить, подставив $U(t)$ в правую часть дифференциального уравнения LR цепи

$$L\frac{di(t)}{dt}+i(t)R=U(t). \qquad (18.9)$$

Когда R стремится к нулю, вторым слагаемым в левой части (18.9) можно пренебречь. В результате подстановки (18.8) в (18.9) получаем

$$L\frac{di(t)}{dt}=-\mu_0 S\frac{dH(t)}{dt}. \qquad (18.10)$$

Следовательно, если индуктивное сопротивление рамки значительно превышает сопротивление нагрузки и сопротивление излучения, ток в рамке оказывается пропорциональным напряженности магнитного поля

$$i(t)=-\frac{\mu_0 S}{L}H(t). \qquad (18.11)$$

Таким образом, для того чтобы принять импульсный сигнал и точно передать временную зависимость импульса падающего поля, следует минимизировать величины сопротивлений R_{rad} и R.

Диаметр рамки. Из (18.11) следует, что для повышения чувствительности приемной антенны следует использовать рамку с большой площадью S. Однако возможности увеличения размеров рамки ограничены условием квазистационарности. Проанализируем, до каких пор можно увеличивать диаметр рамки, сохраняя неискаженной форму принятого импульсного сигнала. Для этого рассчитаем импульсы тока в нагрузке при разных диаметрах рамки D FDTD-методом при условиях: импульс поля (18.7) имеет t_d=0,8 нс; рамка изготовлена из проводника с d_s=1 мм; сопротивление нагрузки R= 0,001 Ом. На рис. 18.23 представлены полученные импульсы тока в антенне.

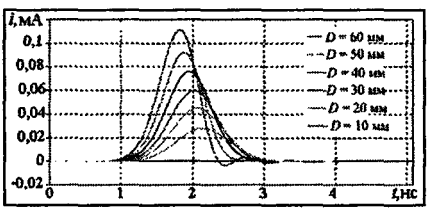


Рис. 18.23. Импульсы тока в приемной антенне

С увеличением диаметра рамки амплитуда принятого сигнала растет практически линейно. Действительно,

$$L=\frac{\mu_0 D}{2}\left(\ln\frac{8D}{d_s}-2\right). \qquad (18.12)$$

Подставив (18.12) в (18.11), получим $i(t)=-0{,}5\pi DH(t)\left(\ln\frac{8D}{d_s}-2\right)^{-1}$.

Однако форма импульса сохраняется только до D=40 мм. При дальнейшем увеличении D появляется выброс отрицательной полярности, переходящий в колебание. При D= 40 мм длина проводника рамки равна 126 мм. При t_d=0,8 нс пространственная длительность импульса χ=240 мм. Таким образом, когда периметр рамки становится больше

или равно $\chi/2$, рамка приобретает свойства короткозамкнутой линии передачи с распределенными параметрами, в которой возможно возбуждение электрических колебаний на собственных частотах короткозамкнутого отрезка. Следовательно, диаметр рамки D=40 мм является оптимальным для приема данного сигнала.

Таким образом, с увеличением диаметра рамки чувствительность приемной антенны растет пропорционально диаметру. Максимальный диаметр СШП-рамочной приемной антенны должен удовлетворять условию $D \le \chi/2\pi$.

Сопротивление нагрузки. Выражение (18.10) получено из (18.9) при условии, что сопротивление нагрузки $R \to 0$. Однако на практике это условие выполнить трудно. Поэтому возникает задача определения значения R, при котором вторым слагаемым в левой части (18.9) все еще можно пренебречь. Это означает сохранение режима неискажающего приема и передачи в нагрузку максимальной амплитуды сигнала.

Для случая падения на антенну волны электромагнитного поля, имеющей форму гауссова импульса (18.7), можно получить аналитические выражения, описывающие амплитудно-временную зависимость импульса тока в антенне. Затем по полученным выражениям можно рассчитать импульсы тока в антенне и полученные результаты использовать для дальнейшего анализа. Данная методика существенно проще по сравнению с методом FDTD и позволяет быстрее прийти к искомому результату.

Найдем решение дифференциального уравнения (18.9) с правой частью (18.8) при временной зависимости $H(t)$ в виде гауссова импульса (18.7). Искомое решение имеет вид

$$i(t) = \frac{K}{L} e^{-\frac{t}{\tau}} \left[e^{-\xi_1^2} - e^{-\xi_2^2} + \frac{t_d}{\tau} \int_{\xi_1}^{\xi_2} e^{-\xi^2} d\xi \right], \qquad (13)$$

где $K = \mu_0 H_0 \exp\left(-\left(\frac{t_z}{t_d}\right)^2 - \frac{\left(2t_z\tau - t_d^2\right)^2}{16 t_d^2 \tau^2} \right)$, $\tau = \frac{L}{R}$, $\xi_1 = -\frac{2\tau t_z + t_d^2}{2\tau t_d}$, $\xi_2 = \frac{t}{t_d} + \xi_1$.

На рис. 18.24 представлены рассчитанные по (18.13) импульсы тока в рамке при различных R для D=40 мм. Сравнение результатов, полученных по упрощенной методике, с результатами FDTD-моделирования в ряде контрольных значений R показывает соответствие форм импульсов тока для 0,001 Ом $\le R \le$ 100 Ом.

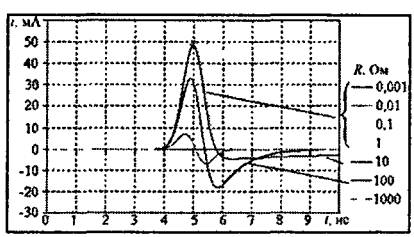


Рис. 18.24. Импульсы тока в рамке при различных сопротивлениях нагрузки

Из результатов расчетов зависимости максимального значения амплитуды тока в рамке i_{max} от сопротивления нагрузки R (рис. 18.25) следует, что значение i_{max} практически неизменно вплоть до $R \approx 1$ Ом. Дальнейший рост R приводит к уменьшению i_{max}. И хотя увеличение сопротивления нагрузки (при $R > 1$ Ом) ведет к увеличению мощности $P = i_{max}^2 R$, отдаваемой антенной в приемник, (при $R = 165{,}2$ Ом P достигает максимума), максимальное значение амплитуды тока при $R = 165{,}2$ Ом оказывается приблизительно вдвое меньшим, чем при $R = 1$ Ом.

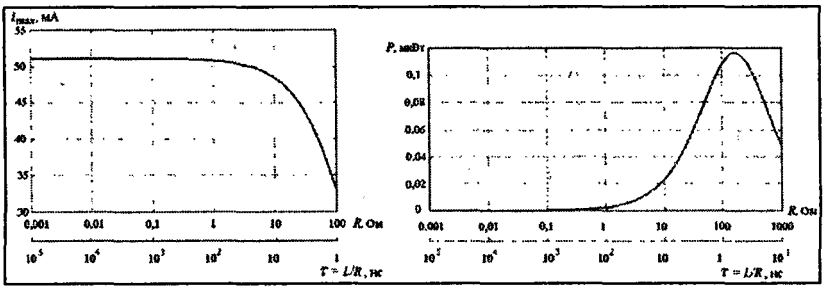


Рис. 18.25. Максимальные значения амплитуды тока и мощности в рамке

Зависимости, представленные на рис. 18.24 и 18.25, демонстрируют, что режим эффективного неискажающего приема СШП-импульсного электромагнитного поля обеспечивается тогда, когда постоянная времени антенны τ значительно превышает длительность импульса падающего поля. Когда τ оказывается сравнимой с длительностью падающего импульса (при $R > 1$ Ом), начинают проявляться дифференцирующие свойства приемной антенны: в принятом сигнале появляется выброс отрицательной полярности (см. рис. 18.24), амплитуда которого растет по мере увеличения R. Одновременно с этим уменьшается амплитуда положительного выброса. Максимальное значение амплитуды отрицательного выброса приближается по модулю к амплитуде положительного выброса. При больших значениях R (соответственно при τ меньших, чем длительность импульса падающего поля) форма принятого сигнала (рис. 18.26) имеет вид производной по времени от импульса падающего поля.

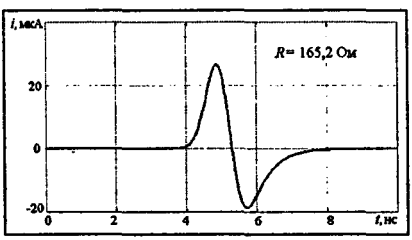


Рис. 18.26. Искажение формы принятого сигнала

Таким образом, условие передачи максимальной мощности в нагрузку приемной антенны не означает, что данный режим является оптимальным для СШП-приемной антенны.

Индуктивность рамки. Выражения (18.9) и (18.11) показывают, что для увеличения чувствительности в рамке следует уменьшать как R, так и L. Чтобы количественно проиллюстрировать данное положение, приведем результаты расчета импульсов тока в рамке для различных значений L (рис. 18.27). При фиксированном диаметре рамки ее индуктивность определяется диаметром проводника d_s (12). На рис. 18.27 для каждого импульса тока даны значения d_s и соответствующие им величины L. В данном случае в пределах исследуемого диапазона индуктивностей антенны постоянная времени τ остается значительно большей, чем длительность импульса, что очень важно. Поэтому данная приемная антенна не проявляет свойства дифференцирования, и ни один из импульсов не имеет выброса отрицательной полярности. Следовательно, в диапазоне указанных параметров антенны она сохраняет свойство широкополосности.

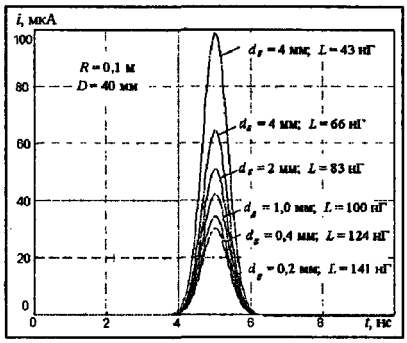


Рис. 18.27. Импульсы тока в рамке для различных значений индуктивности

Возможности уменьшения индуктивности рамочных антенн ограничены. Тем не менее, из всех возможных конструкций рамок для наиболее эффективного преобразования напряженности падающего электромагнитного поля в ток в нагрузке приемной антенны следует выбирать рамку, геометрия которой при заданном периметре обеспечивает максимальную площадь рамки и минимальную индуктивность.

Таким образом, влияние индуктивности приемной антенны на амплитудные и временные параметры принятого импульса проявляется в увеличении амплитуды импульса принятого сигнала при уменьшении индуктивности рамки. Уменьшая индуктивность рамки СШП-приемной антенны, необходимо следить за тем, чтобы постоянная времени антенны оставалось значительно большей, чем длительность принимаемого импульса.

18.4. Многоэлементная приемная антенна

Для повышения чувствительности рамочной антенны в случае приема узкополосных сигналов применяют многовитковые рамки [13]. При этом считается, что ЭДС на выходе приемной антенны

$U(t) = -\mu_0 Sn\cos\alpha \dfrac{dH(t)}{dt}$ увеличивается в n раз (n – число витков). Физически увеличение числа витков в приемной антенне до n означает суммирование ЭДС n последовательно включенных одновитковых рамок непосредственно в антенне. Этот подход вполне применим в узкополосной технике приемных антенн, однако имеет целый ряд недостатков с точки зрения приема СШП-импульсных электромагнитных полей.

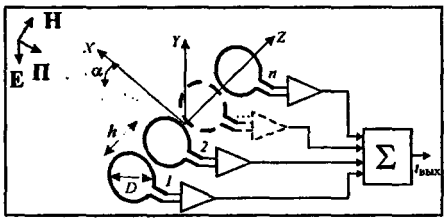


Рис. 18.28. Многовитковая рамка

Одним из способов повышения чувствительности является использование нескольких одновитковых сверхширокополосных рамок, нагруженных на СШП-усилители, и дальнейшее суммирование принятых импульсов. Если перенести операцию суммирования на следующую стадию приема сигнала, а именно выполнить ее после усиления (рис. 18.28), то обеспечивается сверхширокополосность каждого приемного элемента, развязка между выходами приемных элементов и возможность суммирования сигналов, поступающих от всех приемных элементов.

При падении импульсной электромагнитной волны на многоэлементную рамочную антенну в ее элементах возникает ток, который порождает изменяющееся магнитное поле вокруг этих элементов. В соответствии с правилом Ленца направление вектора напряженности этого магнитного поля противоположно направлению вектора **H** падающего поля. Вновь образованное поле индуцирует в элементах приемной антенны ток, направленный противоположно току, индуцированному падающим полем. В результате взаимной компенсации полей (токов) амплитуда импульса тока в нагрузке приемной антенны уменьшается.

Очевидно, что степень компенсации определяется коэффициентом связи между элементами приемной антенны. Чем меньше коэффициент связи, тем меньше компенсирующее воздействие токов одной рамки на токи в других рамках.

Наряду с повышением чувствительности многоэлементная рамочная приемная антенна, устроенная так, как показано на рис. 18.28, приобретает свойство направленности приема. Далее рассмотрены основные факторы, определяющие чувствительность и направленные свойства СШП-многоэлементных рамочных антенн.

Пусть падающее поле представлено плоской электромагнитной волной, у которой вектор электрической компоненты **E** напряженностью 1В/м направлен вдоль оси y декартовой системы координат, а вектор магнитной компоненты **H** лежит в плоскости XOZ, (рис. 18.28).

Нормаль к фронту падающей волны (вектор $\mathbf{\Pi}$) направлена под углом α к оси X. Временная зависимость $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ имеет вид гауссова импульса (18.7).

Исследуемая приемная антенна представляет собой n колец диаметром D из металлического проводника круглого сечения диаметром d_s, расположенных в плоскостях, параллельных плоскости $z=0$ с шагом h. Каждая рамка нагружена входным сопротивлением усилителя R. Для определения тока в рамках такой антенны следует решить систему обыкновенных дифференциальных уравнений [14]

$$\begin{cases} \sum\limits_{m=1}^{n} M_{1m}\dfrac{di_1}{dt} + Ri_1 = U_1(t); \\ \sum\limits_{m=1}^{n} M_{2m}\dfrac{di_2}{dt} + Ri_2 = U_2(t); \\ \dots \\ \sum\limits_{m=1}^{n} M_{nm}\dfrac{di_n}{dt} + Ri_n = U_n(t), \end{cases} \qquad (18.14)$$

где M_{nm} – взаимная индукция n-й и m-й рамок; $M_{nm}=L$ – индуктивность рамки при $n=m$; i_n – ток в n-й рамке; $U_n(t)$ – ЭДС в n-й рамке (18.8), наводимая под действием падающего магнитного поля (18.7).

При $n\neq m$ взаимная индукция рамок определяется выражением

$$M_{nm} = \mu_0\sqrt{r_n r_m}\,f(k),$$

где r_m и r_n – радиусы n-й и m-й рамок; $f(k)=\left(\dfrac{2}{k}-k\right)K-\dfrac{2}{k}E$; K и E – эллиптические интегралы 1- и 2-го рода соответственно; $k^2=\dfrac{4r_n r_m}{(h_{nm})^2+(r_n+r_m)^2}$;

h_{nm} – расстояние между n-й и m-й рамками.

Поскольку рассматриваемая антенная система состоит из n одинаковых рамок, ЭДС, наводимые падающим полем, равны между собой: $U_1(t)=U_2(t)=\ldots=U_n(t)=U(t)$. Решением системы (18.14) являются токи i_m в приемных рамках.

Таким образом, под действием падающего поля на выходе сумматора n-элементной приемной антенны получим ток $i_{\text{вых}}=\sum\limits_{m=1}^{n}\xi_m i_m$, где ξ_m – коэффициент усиления по току m-го СШП-усилителя (рис. 18.28).

Зависимость выходного тока от расстояния между элементами и числом элементов в антенне. В качестве элемента антенной системы используем рамку с D=40 мм из проводника с d_s=1 мм, нагруженную сопротивлением R<1 Ом и позволяющую без искажения формы принимать СШП-импульсный сигнал гауссовой формы длительностью 0,8 нс.

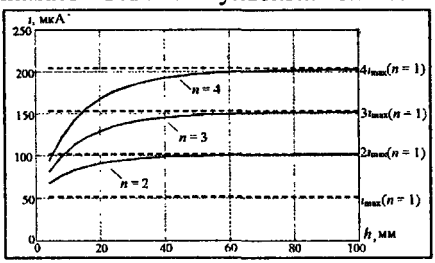


Рис. 18.29. Зависимости амплитуды выходного тока многовитковой рамки

С точки зрения разработчиков аппаратуры вполне естественно стремление уменьшить габариты приемной антенны, что для рассматриваемой антенной системы эквивалентно уменьшению h. Однако при малых значениях h наличие взаимной индукции M_{nm} между элементами антенной системы приводит к уменьшению амплитуды тока i_m в рамках, что иллюстрирует рис. 18.29, на котором изображены зависимости максимальной амплитуды выходного тока i_{out} при ξ_n=1 для всех n от расстояния между элементами антенны h для двух-, трех- и четырехэлементных антенн. При h=2 мм взаимная индукция M_{nm} велика. Поэтому, несмотря на увеличение n до 4, максимум суммарной амплитуды не превосходит $2\,i_{\max}$ одноэлементной антенны (на рис. 18.29 пунктирными линиями обозначены значения $i_{вых}$ для n=1, 2, 3, 4 при M_{nm}=0.)

По мере увеличения h уменьшается M_{nm}, что приводит сначала к быстрому, а затем замедляющемуся росту $i_{вых}$. Максимальная амплитуда суммарного тока в двухэлементной антенне практически достигает своего наибольшего значения уже при h≈55 мм, в трехэлементной антенне – при h≈70 мм, а в четырехэлементной антенне – при h≈90 мм.

Таким образом, для получения двукратного увеличения чувствительности по сравнению с одноэлементной антенной необходимо использовать либо двухэлементную антенну размером ≈55 мм вдоль оси z, либо трехэлементную антенну размером ≈16 мм, либо четырехэлементную антенну размером ≈12 мм. Трехкратный выигрыш получается при использовании трехэлементной антенны размером ≈140 мм вдоль оси z или четырехэлементной антенны размером ≈45 мм.

Угловые зависимости параметров принятого сигнала.

Диаграммы направленности. Выше приведены результаты для случая нормального падения плоской волны на приемную антенну (α=0). Если же α≠0, процесс приема СШП-импульсного сигнала имеет ряд особен-

ностей, детально рассмотренных в [2] на примере прямоугольных импульсов.

Рассмотрим особенности формирования диаграммы направленности n-элементной СШП-приемной антенны, принимающей импульсы гауссовой формы. Диаграмма направленности по пиковой амплитуде описывается выражением

$$F(\alpha)=\frac{i(\alpha,t=t_{\max})}{i(\alpha=\alpha_0,t=t_{\max})}, \qquad (18.15)$$

где $i(\alpha,t)$ – ток в нагрузке приемной антенны; $t_{\max}$ – момент времени, когда ток достигает своего пикового значения; α_0 – направление, с которого принимается максимальный сигнал.

Основными факторами, определяющими диаграмму направленности рассматриваемой антенной системы, являются диаграмма направленности одиночной рамки и фактор запаздывания. Действительно, если $\alpha=0°$, то импульс падающего поля поступает на все рамки одновременно. Если $0<\alpha<180°$, то падающая волна наводит ЭДС вначале в одном элементе, затем во втором, ..., наконец в n-м элементе. Поэтому $U_1(t), U_2(t), ..., U_n(t)$ оказываются сдвинутыми во времени. В эквидистантной антенне время запаздывания Δt_m момента появления тока в m-м элементе по отношению к первому элементу определяется выражением $\Delta t_m=(m-1)\frac{h}{c}\sin\alpha$, $m=2,3,...,n$.

В качестве примера рассмотрим прием СШП-импульсного сигнала четырехэлементной антенной системой с h=90 мм. При указанном значении h взаимная индукция уже достаточно мала, что обеспечивает максимально достижимую амплитуду тока $i_{\text{вых}}$. На рис. 18.30 представлены результаты суммирования импульсов, принятых отдельными элементами антенны, для направлений прихода падающего импульса поля $\alpha=0°$, 40° и 80°. Углу $\alpha=0°$ соответствует $i_{\text{вых}}$ максимальной амплитуды ($\max(i_{\text{вых}})$=202 мкА) и с минимальным искажением формы ($t_d\big|_{t=0.5t_{\max}}$=0,8 нс).

Увеличение α до 40° приводит к уменьшению амплитуды тока ($\max(i_{\text{вых}})$= =130 мкА) и увеличению длительности импульса ($t_d\big|_{t=0.5t_{\max}}$=1 нс). При α=80° максимальная амплитуда импульса тока падает до $\max(i_{\text{вых}})$=24,7 мкА, а длительность увеличивается до $t_d\big|_{t=0.5t_{\max}}$=1,27 нс. При $\alpha=0°$ на выходе приемной антенны все четыре им-

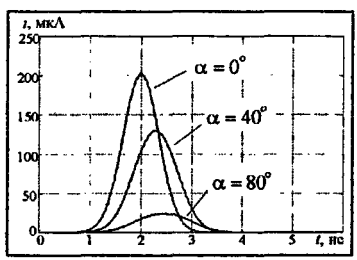


Рис. 18.30. Зависимость формы импульса от угла прихода

пульса формируются одновременно. Увеличение α до 40, а затем до 80° приводит к появлению задержки между импульсами в соседних элементах антенны, равной 0,2 и 0,3 нс соответственно. Таким образом, задержка между моментами прихода импульсов в рамки многоэлементной приемной антенны приводит к увеличению длительности принятого импульса (искажению формы) и уменьшению его амплитуды. Неискажающий прием возможен только с направления, перпендикулярного оси антенной системы (OZ).

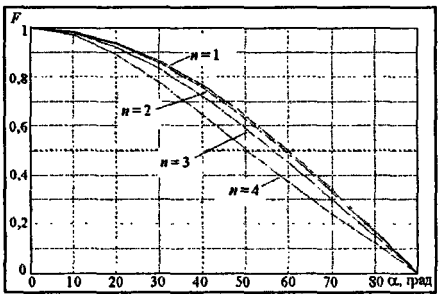


Рис. 18.31. Нормированные пиковые диаграммы направленности

На рис. 18.31 представлены нормированные диаграммы направленности по пиковой амплитуде (18.15). Эти диаграммы позволяют сравнить направленные свойства антенн с различным числом приемных элементов при заданном расстоянии между элементами. Поскольку диаметр одиночной приемной рамки существенно меньше пространственной длительности принимаемого импульса, геометрические размеры одиночной рамки практически не влияют на форму диаграммы направленности и, как следует из (18.8), для антенны с $n=1$ получаем $F(\alpha)=\cos\alpha$. Увеличение числа элементов в антенне и увеличение расстояния между элементами приводит к сужению диаграммы направленности. Так четырехэлементная антенна имеет ширину диаграммы направленности на уровне 0,5 на 20° меньшую, чем одноэлементная (100 и 120° соответственно). Несмотря на то, что длина антенны в осевом направлении сравнима с χ, влияние многоэлементности на ширину диаграммы направленности значительно.

Активная антенна для измерения параметров полей наносекундного диапазона длительностей. Антенна-зонд. При измерении параметров мощных импульсных полей широко используются датчики, в которых широкополосность достигается за счет уменьшения чувствительности [15, 16]. Такие датчики хорошо работают в ближнем поле. Однако для решения ряда задач требуется знать параметры полей как в ближней, так и в дальней зонах излучателя, к тому же при небольшой амплитуде возбуждающего сигнала. Для получения наиболее полной информации об импульсном поле, сформированном СШП-антенной, необходима антенна-зонд, способная измерять характеристики полей и в ближней, и в дальней зонах. Поэтому к современному СШП-датчику поля предъявляются дополнительные требования – высокая чувствительность и широкий динамический диапазон. Наиболее подходящими характеристиками обладают активные антенны-зонды [17, 18]. Они позволяют значительно расширить диапазон рабочих частот, уменьшить размеры антенны, не уменьшая чувствительности приемной системы.

Принципиально активная антенна-зонд состоит из первичного преобразователя и преобразующего устройства. Первичный преобразо-

ватель помещается в исследуемое поле. Под воздействием изменяющегося электрического или магнитного поля в первичном преобразователе возникает ЭДС индукции, по которой определяют характеристики поля, излученного исследуемой антенной. Отличительной особенностью активных антенн является возможность изменения чувствительности, динамического диапазона, а также других характеристик с помощью активных элементов преобразующего устройства непосредственно во время измерений, что и определило повышенный интерес к ним.

Рассмотренные теоретически основные закономерности приема СШП-импульсных электромагнитных полей получили подтверждение экспериментально [19–22].

Конструкция антенны-зонда. Для измерения параметров *H*-компоненты СШП-импульсного электромагнитного поля наносекундного диапазона длительностей была создана рамочная антенна (рис. 18.32). Антенна-зонд представляет собой короткозамкнутую петлю $D = 40$ мм из проводника диаметром $d_S = 1$ мм. Активное сопротивление в цепи антенны стремится к нулю, что обеспечивает неискажающую передачу формы импульса при приеме. Нагрузкой антенны служит пара последовательно включенных через согласующие трансформаторы преобразователей ток – напряжение.

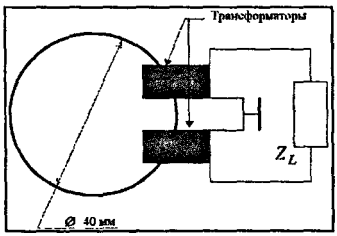


Рис. 18.32. Схема антенны-зонда

Тестирование приемной антенны – зонда для магнитной компоненты поля. Определение чувствительности зонда к магнитной компоненте СШП импульсного электромагнитного поля выполнялось в ТЕМ-камере по известным методикам. Реакция зонда на импульс магнитного поля в ТЕМ-камере представлена на рис. 18.33,*б*. Принятый антенной – зондом сигнал по форме близок к возбуждающему сигналу (рис. 18.33,*а*). Время нарастания принятого импульса составляет 2 нс, длительность импульса на уровне $0{,}5\,U_{max}$ – 10 нс. При напряженности поля в точке измерения 48 мА/м амплитуда импульса напряжения на выходе антенны-зонда составила 10,2 мВ. Отсюда чувствительность исследуемой антенны к магнитной компоненте поля составляет 4,7 мВ/(мА/м).

С помощью преобразования Фурье для сигналов, представленных на рис. 18.33, *а,б*, можно оценить амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) приемной антенны (рис. 18.33,*в*) и ее фазо-частотную характеристику (ФЧХ) – рис. 18.33,*г*. Данная антенна пригодна для наблюдения СШП-импульсов магнитной компоненты поля в полосе частот от 10 до ~ 400 МГц ($\eta \approx 0{,}95$). На более высоких частотах сильно уменьшается модуль коэффициента передачи, и увеличиваются фазовые искажения.

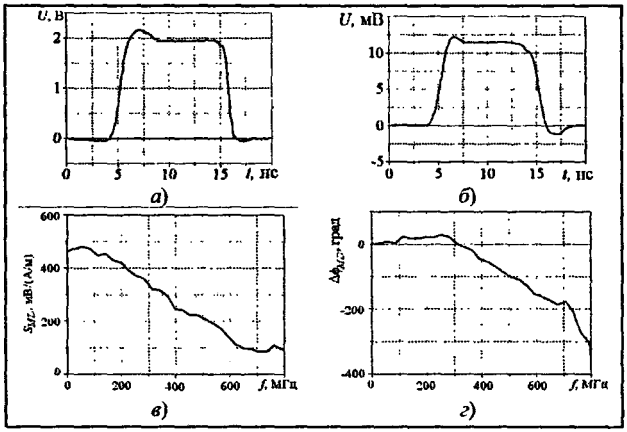


Рис. 18.33. Реакция измерительного зонда на импульс напряженности магнитного поля

В данном случае причиной ВЧ-ограничения рабочей полосы антенны является уменьшение коэффициента передачи трансформаторов с увеличением частоты. Однако, для импульсов поля с временем нарастания ~ 2 нс искажения формы импульса при приеме невелики.

Выводы

Исследования показали, что основным достоинством рамочных антенн является возможность излучать импульсы электромагнитного поля без послеимпульсных колебаний и практически без искажений принимать СШП-импульсные сигналы. Из анализа влияния геометрических и электрических характеристик антенн на параметры излученного и принятого импульсов получены оптимальные конструкции антенн, обеспечивающие наибольшие эффективность излучения и чувствительность приема импульсов с заданной формой и временными характеристиками.

Результаты моделирования показали, что при увеличении размеров рамки эффективность излучения СШП-электромагнитных полей рамочными антеннами растет. Однако когда периметр рамки оказывается больше или равным χ возбуждающего импульса, в излученном поле появляются послеимпульсные колебания. Увеличение периметра излучателя ведет к увеличению длительности фронтов излученного импульсного сигнала. Наиболее эффективное излучение СШП-импульсного электромагнитного поля при минимуме послеимпульсных колебаний достигается, если длина периметра близка к χ, но остается меньше последней. Наибольшей эффек-

тивностью излучения характеризуется антенна с минимальной индуктивностью.

Результаты экспериментов указывают на различную природу полей ближней и дальней зон. Показано, что поле ближней зоны – это индуктивное поле рамочной антенны. Данная трактовка означает, что существует возможность смещения границы дальней зоны путем изменения количества энергии, запасенной в индуктивности. Для достижения максимальной чувствительности рамочной приемной антенны площадь рамки должна быть максимальной при условии, что периметр рамки не превышает χ. Одновременно следует минимизировать входное сопротивление усилителя, являющегося нагрузкой рамочной антенны, и индуктивность рамки. При этом постоянная времени должна быть значительно большей, чем длительность принимаемого импульса. Использование в приемниках усилителей с малым входным сопротивлением предпочтительно, поскольку благодаря этому обеспечивается и повышение чувствительности рамочной приемной антенны, и, одновременно, расширение полосы рабочих частот. Результаты тестирования приемной антенны-зонда для измерения параметров магнитной компоненты СШП-импульсного электромагнитного поля подтвердили теоретические выводы о возможности неискажающего приема СШП-импульсного поля.

Литература к главе 18

1. *Pochanin G.P.* UWB/SP antennas classification. – In Proc. of International Symposium on Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves, 1994, Ukraine, pp.549–550.
2. *Хармут Х.Ф.* Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1985.
3. *Harmuth H.F., Boules R.N., Hussain M.G.M.* Electromagnetic Signals: Reflection, Focusing, Distortion, and Their Practical Applications. – New York: Kluwer Academic / Plenum Publishers, 1999, p. 214.
4. *Hussain M.G.M.* Antenna patterns for nonsinusoidal waves with time variation of a Gaussian pulse. Part I and II. – IEEE Trans. on Electromag. Compat., 1988, vol.30, no.4, pp.504–522.
5. *Pochanin G.P., Pochanina I.E., Kholod P.V., Masalov S.A.* The experiments on radiation of short pulse signals by the large current radiators of Dr. H.F. Harmuth. – Radio Physics and Radio Astronomy, 2002, vol.7, no.4, pp.379–384.
6. *Lukin K.A., Pochanin G.P., Masalov S.A.* Large current radiator with avalanche transistor switch. – IEEE Trans. on Electromag. Compat., 1997, vol.39, no.2, pp.156–160.

7. *Pochanin G.P., Kholod P.V., Masalov S.A.* Large current radiator with S–diode switch. – IEEE Trans. on Electromag. Compat., 2001, vol.43, no.1, pp.94–100.
8. *Починин Г.П.* Излучение импульсных сигналов разной длительности перестраиваемой антенной системой большого тока. – Радиофизика и электроника. – Харьков: ИРЭ НАНУ, 2000, т.5, №2. с.118–127.
9. *Починин Г.П., Починина И.Е.* Влияние размеров антенны большого тока на эффективность излучения импульсных сигналов. – Сб. докладов Всеросс. научн. конф. «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». – Россия, 2003, с.82–87.
10. *Pochanin G.P. Pochanina I.E. Kholod P.V.* Radiation efficiency of the large current radiators. Electrodynamic simulation. – In Proc. of IV-th International Conference on Antenna Theory and Techniques, Ukraine, 2003,vol.2, pp.542–545.
11. *Мейнке Х., Гундлах Ф.В.* Радиотехнический справочник: В 3 т. Пер. с нем. – М.–Л.: Государственное энергетическое издательство, 1960. – т.1: Радиодетали. Цепи с сосредоточенными параметрами. Линии передачи. Волноводы. Резонаторы. Антенны. Распространение радиоволн.
12. *Огурцова Т.Н., Починин Г.П., Холод П.В.* Рамочная антенна для приема сверхширокополосных импульсных сигналов. – Радиофизика и электроника. – Харьков: ИРЭ НАНУ, 2003, т.8, №3, с.429–437.
13. *Кочержевский Г.Н., Ерохин Г.А., Козырев Н.Д.* Антенно-фидерные устройства.– М.: Радио и связь, 1989.
14. *Найман Л.Р., Демирчан К.С.* Теоретические основы электротехники. В 2 т. – Л.: «Энергия», 1967, т.2.
15. *Панин В.В., Степанов Б.М.* Измерение импульсных магнитных и электрических полей. – М.: Энергоиздат, 1987.
16. Магнитная антенна: А.с. 1681356 СССР, МКИ H01Q 7/06 / *В.В. Крымский* (СССР). – №4349964; Заявлено 26.12.87; Опубл. 30.09.91, Бюл. №36, с.35.
17. *Harmuth H.F., Shao Ding–rong* Antennas for nonsinusoidal waves. I. Radiators. – IEEE Trans. on Electromag. Compat., 1983, vol.25, no.1, pp.13–24.
18. *Stuchy M.A., Le Poncher H., Gibbons D.T.* Active magnetic field sensor for measurements of transients. – IEEE Trans. on Electromag. Compat., 1991, vol.33, no.4, pp.275–280.
19. *Орленко А.А., Холод П.В.* Активная антенна-зонд для измерения параметров импульсных электромагнитных полей наносекундной длительности. – Радиофизика и электроника. – Харьков: ИРЭ НАНУ, 2000, с.128–133.
20. *Орленко А.А., Холод П.В.* Сенсоры видеоимпульсных электромагнитных полей наносекундной длительности. – Труды 7-ой Междунар. Крымской микроволновой конференции. – Украина, 1997, с.545–546.
21. *Orlenko A.A., Kholod P.V.* A sensor of the H-component of a pulse electromagnetic field of nanosecond duration. – In Proc. of 3-rd International Conference on Antenna Theory and Techniques, Ukraine, 1999, pp.133–134.
22. *Orlenko A.A., Kholod P.V.* Sensor for video pulse electromagnetic fields of nanosecond duration. – In Proc. of 2-nd International Conference on Antenna Theory and Techniques, Ukraine, 1997, pp.231–232.

Глава 19

Особенности построения технических систем для обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами*

Проблема оперативного обнаружения людей, пострадавших во время различного рода чрезвычайных ситуаций, остро возникает при проведении спасательных работ в обрушенных зданиях, при авариях в шахтах, карьерах, при несчастных случаях, вызванных снежными лавинами, селевыми потоками и оползнями. Поэтому весьма актуально создание портативных приборов дистанционного обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами. Класс радиолокационных станций ближнего радиуса действия является одной из разновидностей таких приборов.

Информационными признаками наличия цели в исследуемой области пространства является фазовая модуляция эхо-сигнала, обусловленная доплеровским эффектом при перемещении отдельных частей тела (движение конечностей, туловища, грудной клетки при дыхании, сердцебиении и т.п.). Основная задача РЛС состоит в выделении информационного сигнала на фоне помех, обусловленных отражениями зондирующего сигнала от местных предметов, преград на трассе распространения, и последующего принятия решения о наличии или отсутствии цели в исследуемой области пространства. При этом к помехам, которые оказывают наибольшее влияние на правильность принятия решения, относятся отражения зондирующих колебаний от подвижных объектов вне зоны ответственности локатора (отражения от оператора, окружающих локатор веток деревьев, людей, техники и т.п.).

19.1. Выбор основных параметров РЛС для обнаружения живых людей под завалами

Рассмотрим основные требования к параметрам и характеристикам РЛС ближнего действия для обнаружения живых людей под завалами. В зависимости от характера информационного процесса, который используется для обнаружения и идентификации цели, подход к выбору основных технических требований к РЛС будет различным. В частности, если в качестве информационного параметра рассматривается доплеровское смещение частоты зондирующего сигнала, то вначале необходимо сформулировать требования к значению частоты несущего колебания.

---

* Авторы: И.А. Вязьмитинов, Е.И. Мирошниченко, О.В. Сытник

Доплеровское смещение частоты связано с частотой несущего колебания известной зависимостью [1]

$$f_д = \frac{2V_г}{c} f_н, \qquad (19.1)$$

где $V_г$ – радиальная по отношению к фазовому центру антенной системы радиолокатора компонента скорости объекта; c – скорость распространения зондирующего сигнала в среде; $f_н$ – частота несущего колебания.

При характерных для рассматриваемой задачи значениях $V_г$ (0,01...1 м/с) [2] $f_н$ должно быть порядка 10 ГГц и выше, чтобы получить сдвиг фазы за счет эффекта Доплера свыше половины периода $f_д$ при реальных перемещениях частей тела неподвижного живого человека. С другой стороны, произвольному увеличению $f_н$ препятствуют растущие с увеличением частоты потери энергии колебаний при преодолении препятствий.

Упрощенно оценить расстояние δ, при котором энергия электромагнитных колебаний e уменьшается в 2,7 раз при распространении в среде, можно по формуле [3–6]

$$\delta = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\sqrt{\varepsilon'}}{\varepsilon''}, \qquad (19.2)$$

где λ – длина волны; ε' и ε'' – соответственно действительная и мнимая составляющие диэлектрической проницаемости среды.

Величина затухания зондирующего сигнала в препятствии, как следует из (19.2), обратно пропорциональна длине волны. Однако, в случае завалов ситуация несколько иная. В реальной обстановке среда распространения неоднородна (это обломки бетонных плит, кирпичных стен, арматура, песок и т. д.). Диапазон величин поглощения в этом случае получить пока можно только экспериментально. Например, при радиолокационном прохождении электромагнитной волны с частотой 1 ГГц через бетонную стену толщиной около 1 м, амплитуда ее снижается более чем на 40 дБ, а с увеличением частоты до 10 ГГц потери достигают 60...90 дБ в зависимости от угла падения волны и влажности ее поверхности [5, 6].

Однако, при выборе длины волны и поляризации зондирующих колебаний необходимо учитывать также экранирующее действие металлической арматуры бетонных перекрытий зданий, которое легче преодолевает более коротковолновый сигнал с круговой поляризацией. Предварительные опыты с прохождением сигнала с несущей частотой 940 МГц через бетонные и кирпичные стены, проведенные авторами, подтвердили эти выводы, показав при этом значительную (до 15...20 дБ) неравномерность уровня электромагнитного поля за препятствием.

Выбор более высокой рабочей частоты упрощает техническую реализацию малогабаритных антенн портативной РЛС и их параметров, необходимых для обеспечения работы в сложных условиях помеховой обстановки как на излучение, так и на прием. Для увеличения потенциала РЛС и снижения помех от оператора и близлежащих местных предметов должны быть использованы антенны с достаточно большими коэффициентами усиления и направленности. При этом габаритные размеры их для удобства эксплуатации желательно иметь как можно меньше. В пределе, определяемом размерами облучаемой цели и расстояниями до нее, для РЛС обнаружения людей под завалами ширина главного лепестка диаграммы направленности должна быть около 20° в обеих плоскостях (на приемлемых расстояниях и при мощных отражениях от завалов желательно, чтобы луч обеспечивал угловое разрешение сравнимое с угловыми размерами человека), соответственно, усиление – до 20 дБ, максимальный уровень бокового лепестка – менее –20 дБ, уровень развязки между приемной и передающей антеннами для исключения перегрузки приемника – выше 90 дБ. Эти требования легче выполнить при более короткой рабочей волне.

Приведенные выше соображения по выбору рабочей частоты РЛС противоречивы, поэтому с точки зрения простоты аппаратурных решений и получения заданных характеристик РЛС оптимальным можно считать диапазон 1,5...3 ГГц.

Мощность излучения передатчика в выбранном диапазоне должна быть такой, чтобы эхо-сигналы от цели, находящейся в зоне ответственности РЛС, на выходе приемного устройства превосходили собственный шум приемника хотя бы на 10 дБ, чтобы последетекторная обработка сигнала позволяла извлекать информационные компоненты из-под шума за время, сравнимое с временем корреляции информационного процесса. В то же время, увеличению мощности передатчика препятствуют ограничения, обусловленные малой энергоемкостью портативных источников питания РЛС, а также ограниченный динамический диапазон входных каскадов приемника, так как из-за неизбежного просачивания сигнала передатчика в приемник напрямую и вследствие отражений от близлежащих местных предметов могут возникать нелинейные эффекты в приемном тракте, что приводит к потере чувствительности приемника и снижению эффективности работы РЛС в целом.

Для обнаружения за оптически непрозрачной преградой человека, ЭПР которого существенно меньше ЭПР окружающих предметов и преграды, РЛС должна обладать высоким разрешением и по дальности. В пределе, также определяемом размерами реальной цели, для подавления отражений от окружающих объектов (в том числе отражений сигнала от оператора РЛС) размеры элемента разрешения должны составлять при-

мерно 0,5...1,5 м. Такое разрешение можно получить, практически при любом способе формирования зондирующего сигнала, при ширине спектра сигнала порядка 100...300 МГц.

Выбор вида модуляции и способа ее применения также играет важную роль в формировании структуры РЛС. В частности, от характера модулирующей функции зависят основные энергетические показатели РЛС и вид функции неопределенности, которая определяет разрешающую способность локатора в плоскости – доплеровское смещение частоты – задержка, т.е. возможность селекции целей по доплеровскому смещению частоты и уровень ослабления помех вне зоны ответственности локатора.

Выбор импульсного или непрерывного характера излучения определяется техническими возможностями, требованиями к стоимости и массогабаритным характеристикам системы. Так импульсная модуляция имеет преимущество перед непрерывными видами модуляции несущего колебания благодаря тому, что процесс приема и передачи сигналов разделен во времени.

При модуляции несущего колебания импульсными сигналами без внутриимпульсной модуляции функция неопределенности, определяющая разрешающую способность локатора, имеет треугольное сечение по координате τ с шириной главного лепестка, определяемой длительностью импульса, и ножевидную форму по координате $\Delta f_д$ [1]. Получить функцию неопределенности карандашного (или кнопочного) вида [1] без специальной внутриимпульсной модуляции нельзя.

Однако для близко расположенных целей (3...15 м от антенны РЛС) требуется формирование коротких наносекундных импульсов с пикосекундными фронтами для однозначного разрешения целей по дальности. Формирование и излучение таких импульсов без искажений при частоте несущего колебания в 1,5...3 ГГц затруднительно, так как верхние частоты спектра такой модулирующей функции оказываются сравнимы с частотой несущего колебания. Достаточно сложными получаются и схемы обработки принятых сигналов. Применение внутриимпульсной модуляции частоты и амплитуды несущего колебания, например, как в эрмитовых сигналах [1], хотя и позволяет получить функцию неопределенности карандашного вида, показанную на рис. 19.1, однако, технически трудно реализуемо из-за специфики РЛС ближнего действия.

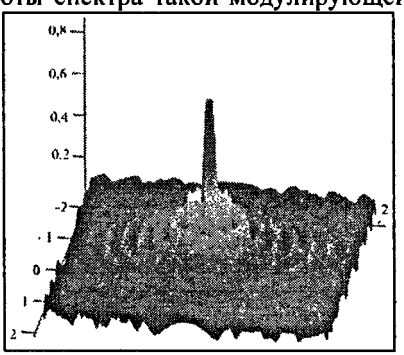


Рис. 19.1. Функция неопределенности эрмитова сигнала

Дело в том, что построить портативную аппаратуру, реализующую доплеровскую селекцию целей, при такой модуляции и значениях доплеровского сдвига меньше одного периода несущей частоты затруднительно, что обусловлено нарушением когерентности приема отраженных сигналов. Кроме того, при относительно высокой импульсной мощности излучения передатчика возникают помехи, нарушающие прием отраженного сигнала из-за перегрузки входных цепей приемника, инерционные свойства которых ограничивают минимальную дальность до обнаруживаемой цели. Эта зона, обычно называемая «мертвая зона», составляет три-четыре импульсных объема РЛС. Для РЛС ближней локации такое ограничение является принципиальным. Перегрузка входных цепей приемника происходит и от сигналов, отраженных от близкорасположенных преград, за которыми могут находиться слабо отражающие цели. Возникает и ряд технических проблем, связанных с низким КПД импульсного модулятора и усилителя мощности передатчика.

Указанные недостатки обуславливают предпочтительное применение в таких РЛС непрерывных видов модуляции, обеспечивающих обнаружение и необходимое разрешение по дальности и скорости слабо отражающих целей при низкой пиковой мощности передатчика.

Непрерывный фазоманипулированный периодической псевдослучайной последовательностью сигнал обладает приближенной к кнопочной функцией неопределенности, а реализуется в аппаратуре гораздо более простыми методами, чем, например, импульсные или эрмитовы сигналы. Так, в частности, основное достоинство сигналов на основе кодов Мерсенна [8, 9] (или псевдослучайных периодических (ПСП) M последовательностей) состоит в том, что период последовательности, определяемый длительностью элементарного импульса и ее длиной, в данном случае, когда скорость цели мала, может быть очень большим, автокорреляционная функция такого сигнала, определяющая разрешение по дальности, имеет узкий пик, а уровень боковых лепестков обратно пропорционален длине последовательности. Способ формирования таких сигналов с точки зрения технической реализации прост и состоит в использовании схем на сдвиговых регистрах с соответствующими обратными связями. Причем, число разрядов регистра растет с ростом длины последовательности пропорционально логарифму от ее длины. Эти особенности ПСП-сигналов обуславливают предпочтительное их применение в радиолокационной аппаратуре ближнего действия.

Длительность элементарного импульса (символа кода ПСП) определяет разрешение целей по дальности и объем пространства, из которого селектируется полезный сигнал. Когерентное накопление сигналов в течение нескольких периодов ПСП позволяет снизить пиковую мощность передатчика до оптимального уровня с точки зрения максимизации соотношения сигнал/тепловой шум и минимизации перегрузки

входных каскадов приемника, а периодичность и когерентная обработка обеспечивают хорошую селекцию за счет эффекта Доплера. При этом потенциал РЛС и КПД системы в целом могут быть значительно выше, чем при импульсной модуляции.

Таким образом, можно сформулировать основные требования к техническим характеристикам, которым должна удовлетворять РЛС обнаружения людей под завалами. Основные показатели РЛС сведены в табл. 19.1.

Таблица 19.1.

Наименование показателя	Величина	Примечание
Диапазон, ГГц	1,5...3	
Средняя мощность передатчика, мВт	>50,0	Регулируется в зависимости от уровня местных помех, создающих перегрузку приемного тракта
Чувствительность приемника, дБВт	–170	Предельно возможная при полосе приемника до 10 Гц
Вид излучения	Непрерывный, импульсный	Предпочтителен непрерывный
Модуляция	Фазовая манипуляция кодом Мерсенна (ПСП)	
Ширина луча антенны по азимуту и углу места, град	15...25	Не менее 15
Разрешающая способность по дальности, м	1...2	
Дальность действия (до первой преграды), м	5...15	
Протяженность зоны ответственности за первой преградой, м	1,5...7	Нижнее значение в завалах бетонных плит, верхнее значение в осыпях сухих песков
Полоса фильтра доплеровской селекции	0,1...5	В зависимости от помеховой обстановки
Уровень боковых лепестков функции неопределенности, дБ	не более –80	Число элементов ПСП $N = 2^{15} - 1$ либо $2^{17} - 1$
Объем, $дм^3$	12...15	
Масса с источниками питания, кг	5...7	

Техническая реализация РЛС ближнего действия, используемая для обнаружения человека за преградой, с такими показателями достаточно сложна, поскольку на корреляционные свойства квазинепрерывного зондирующего сигнала на основе кодов Мерсенна влияют качество его формирования в трактах передачи и приема, а также среда распространения. Кроме того, ограниченное время накопления отраженных сигналов, обусловленное временем корреляции информационного процесса, увеличивает вероятность ложной тревоги и уменьшает соотношение сигнал/помеха за счет повышения уровня боковых лепестков автокорреляционной функции зондирующего сигнала. Структурная схема одного из вариантов портативного радиолокатора, удовлетворяющего требованиям табл. 19.1, приведена на рис. 19.2.

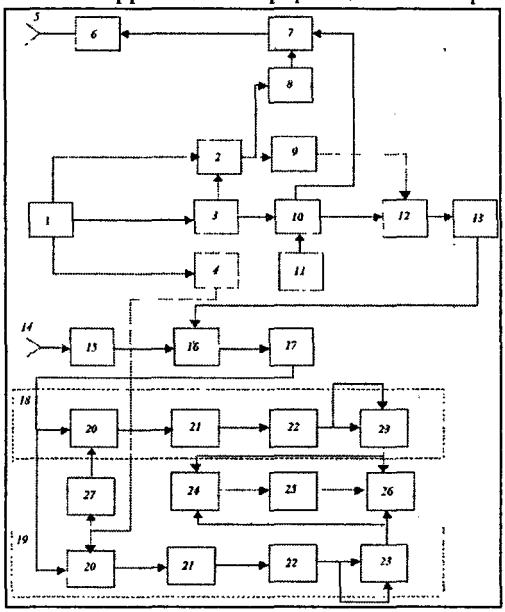


Рис. 19.2. Структурная схема РЛС для обнаружения людей за преградами

Особенностью структуры РЛС с ПСП-сигналами [10] является необходимость формирования когерентных модулирующих функций как для приемного так и для передающего трактов локатора. Поэтому основой схемы является общий высокостабильный задающий генератор *1* с относительной нестабильностью частоты сигнала $\frac{\Delta f}{f_0} = 10^{-5}...10^{-6}$ на несущей частоте примерно 2 ГГц. Выходной сигнал этого генератора одновременно подается на амплитудный модулятор *2* и два делителя частоты *3* и *4* с коэффициентами деления $n = 20$ и $m = 10$, соответственно. На другой вход амплитудного модулятора *2* поступают колебания с частотой 100 МГц с выхода делителя *3*. Узкополосные фильтры *8*, *9*, подключенные к выходу модулятора *2* выделяют колебания верхней (фильтр *8*) и нижней (фильтр *9*) боковых частот амплитудно-модулированного колебания. Разнос частот когерентных колебаний на выходах фильтров *8* и *9* при этом составляет 200 МГц. Колебания верхней боковой частоты используются в передатчике локатора для получения зондирующего сигнала, а

колебания нижней боковой частоты – для получения колебаний гетеродина приемника. Зондирующий сигнал формируется на балансном модуляторе *7*, усиливается усилителем мощности *6* до величины примерно –10 дБВт и излучается передающей антенной *5* в пространство. На другой вход балансного модулятора *7* поступает модулирующая функция ПСП-сигнала, формируемая генератором ПСП *10*. Тактовая частота генератора ПСП образована из частоты задающего генератора *1* благодаря делителю частоты *3*. В модуле генератора ПСП *10* цифровым методом формируется задержанный ПСП-мо-дулирующий сигнал, используемый для получения поднесущего колебания с частотой около 1,3 кГц. Период поднесущего колебания при этом составляет ровно два периода ПСП сигнала. После их перемножения получается задержанный на время $\tau_з$ сигнал для формирования сигнала гетеродина. Схема *11* управляет величиной задержки ПСП-гете-родина. Величина задержки определяет расстояние до цели. Сигнал гетеродина приемника образуется на выходе балансного модулятора *12*, на входы которого поступают когерентные с сигналом передатчика колебания с фильтра *9* и задержанная, промодулированная сигналом поднесущей, ПСП-сигнал с выхода модуля *10*.

После усиления и фильтрации в модуле *13* сигнал гетеродина поступает на балансный смеситель *16* (коррелятор), на другой его вход поступают принятые приемной антенной *14* колебания, отраженные от цели и усиленные малошумящим усилителем *15* с коэффициентом шума до 2 дБ и коэффициентом усиления не более 10...15 дБ. На выходе смесителя *16* находится полосовой фильтр *17*, с выхода которого информационный сигнал в полосе промежуточных частот около 200 МГц поступает на два идентичных квадратурных канала *18*, *19*. На балансных смесителях *20* каждого канала производится перенос информационного сигнала на частоту поднесущего колебания 1,3 кГц с одновременным выделением соответствующей квадратурной компоненты сигнала за счет фазового сдвига сигнала гетеродина на 90° в фазовращателе *27*. Эти сигналы фильтруются с помощью полосовых фильтров *21*, усиливаются в узкополосных низкочастотных усилителях *22*, после чего возводятся в квадраты в блоках *23* и суммируются в сумматоре *24*. Решение о наличии или отсутствии цели принимается (после выделения информационного сигнала в полосовых фильтрах *25*) в решающем устройстве *26*.

Эта схема показала удовлетворительную работоспособность и достаточно высокую чувствительность к слабым сигналам от человека за преградой при высоком подавлении мешающих отражений от неподвижных местных предметов. Однако, при сравнительно простой ее структурной схеме, техническая реализация отдельных блоков вызывает определенные трудности.

Требования к аппаратуре ужесточаются при стремлении получить идеальные сигналы при модуляции, излучении, распространении на сложной трассе, отражении, приеме и обработке сигналов. На эффективность работы коррелятора оказывают влияние не только его собственные характеристики, которые без особого труда можно получить технически, а главное, степень идеальности подаваемых на него полезных сигналов. На уровень помех, при прочих равных условиях влияет место и способ их возникновения при данной структурной схеме локатора. Основным недостатком структурной схемы РЛС (см. рис. 19.2) является паразитное просачивание сигнала передатчика на вход и коррелятор приемника. Поскольку подавить паразитную несущую в спектре ПСП-сигнала на выходе модулятора больше, чем на 40...50 дБ как правило не удается, а узкополосная режекция приводит к неизбежным потерям в спектре ПСП, приходится применять различные методы подавления принятых на несущей сигналов и помех.

19.2. Селекция малоподвижных целей на фоне помех

При использовании метода зондирования радиосигналами для обнаружения объектов, скрытых непрозрачными для визуального наблюдения преградами, возникает задача идентификации цели на фоне отражений от окружающих предметов и измерения ее параметров [11–15]. Каждая цель характеризуется двумя параметрами отраженного сигнала: величиной задержки, определяющей расстояние между антенной локатора и целью, и доплеровским смещением частоты несущего колебания, обусловленное движением объекта или его частей. Если объект перемещается достаточно быстро, т.е. доплеровское смещение частоты несущего колебания составляет сотни герц или килогерцы, задача идентификации цели может быть решена методами доплеровской селекции [12, 19]. Однако, когда спектральная плотность колебаний, обусловленных движением объекта, находится вблизи нулевых частот, где наблюдается значительный уровень низкочастотных шумов аппаратуры, а интенсивность полезного сигнала определяется положением объекта относительно антенны, однозначная идентификация целей становится проблематичной.

Один из путей решения этой проблемы состоит в применении многопозиционных когерентных систем, в которых процедура обнаружения и идентификации цели базируется на вычислениях взаимнокорреляционных функций между наблюдаемой реализацией отраженного сигнала и опорным сигналом [13]. Причем в качестве опорного используется излученный сигнал.

Когда объект или его отдельные части перемещаются относительно антенной системы можно наблюдать переменную во времени задержку сигнала

$$\tau(t) \approx \tau_0 + \Delta\tau(t), \qquad (19.2)$$

где $\Delta\tau(t) = \Delta r(t)/c$ – приращение задержки сигнала; $\Delta r(t)$ – приращение расстояния от цели до локатора; c – скорость распространения сигнала.

В стационарном случае, когда объект неподвижен, получение оптимальных в смысле максимума правдоподобия оценок задержки (19.2) требует построения алгоритма обработки сигнала локатора с накоплением оценок во времени [14]. Если объект или его отдельные элементы перемещаются, то время накопления ограничивается величиной интервала корреляции информационного процесса, следовательно, возрастает дисперсия получаемых оценок. Это ограничивает возможность реализации таких алгоритмов для ряда важных практических задач.

Применение алгоритмов динамичной калмановской фильтрации для получения оптимальных последовательностей оценок также не всегда приемлемо, поскольку устойчивая работа алгоритма и степень достоверности оценок параметров информационного процесса зависит от адекватности модели, априорно включенной в алгоритм. Например, если объект перемещается относительно сенсоров, а отдельные части этого объекта совершают хаотические движения относительно его центра масс и, в свою очередь, являются информационным процессом, необходимым для идентификации объекта, то построить аналитическую модель движения объекта для реализации калмановских методов будет затруднительно. Кроме того, чем выше точность модели, тем больше объем вычислений, приходящихся на каждую выборку наблюдаемого процесса, что для портативных радиолокационных систем, применяемых в задачах ближней локации, может стать непреодолимой технической трудностью.

Одним из возможных путей преодоления этих трудностей является синтез статистически оптимальных алгоритмов оценивания параметров отраженных от подвижных целей сигналов, основанный на линейно-кусочной аппроксимации плоскости «доплеровский сдвиг частоты – задержка». При этом в соответствующем частотно-временном канале вычисляется оптимальная в смысле максимума правдоподобия совместная оценка доплеровского смещения частоты и задержки, которая затем сравнивается с соответствующими оценками соседних каналов. Эта информация используется для определения закона движения объекта.

Рассмотрим разнесенную в пространстве приемную систему из двух идентичных антенных элементов. Сигнал, отраженный от цели, поступает на приемную систему в смеси с нормальным гауссовским шумом с дисперсией σ_0^2 и нулевым средним, а именно:

$$r_1(t) = s(t) + n_1(t), \qquad (19.3)$$

$$r_2(t) = s(t - \Delta\tau(t)) + n_2(t), \qquad (19.4)$$

где $\Delta\tau(t)$ – переменная во времени задержка сигнала, обусловленная перемещением объекта относительно приемных элементов; $s(t)$ – отраженный от цели полезный сигнал, модулированный по фазе псевдослучайной последовательностью (кодом Мерсенна) [8, 9]; $n_1(t), n_2(t)$ – некоррелированные друг с другом и полезным сигналом флуктуационные процессы с нулевыми средними значениями и дисперсиями σ_0^2 в соответствующих приемных элементах.

Интервал времени $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$, на котором наблюдаются реализации процессов (19.3), (19.4) разобьем на m временных отрезков, в пределах которых можно предположить, что зависимость $\Delta\tau(t)$ будет линейной. Это предположение, в свою очередь, предопределяет постоянство доплеровского сдвига в пределах этого элементарного интервала. Другими словами, в этом случае справедливо следующее соотношение

$$\Delta\tau(t) = \Delta\tau_n + \Delta\dot{\tau}_n(t - t_n), \tag{19.5}$$

где $t_{n-1} \le t \le t_n$; $t_n = \frac{T}{m}n$, $n = 1, 2, \ldots, m$; $\Delta\tau_n$ – приращение относительной задержки сигнала на n-м интервале времени; $\Delta\dot{\tau}_n$ – скорость изменения задержки на элементарном интервале наблюдения.

В общем случае, вектор информационных параметров $\mathbf{X}_n$ наблюдаемой на интервале $[t_{n-1}, t_n]$ реализации процесса, есть функция большого числа неизвестных параметров:

$$\mathbf{X}_n = \left(\Delta\tau_n, \Delta\dot{\tau}_n, \mathbf{z}^{\mathrm{T}}\right)^{\mathrm{T}}, \tag{19.6}$$

где $\mathbf{z}^{\mathrm{T}}$ – вектор неизвестных параметров, например, таких как неточно известная центральная частота спектра сигнала, амплитудный множитель и т.п.

Таким образом, необходимо получить совокупность оптимальных в смысле максимума правдоподобия оценок $\{\bar{\mathbf{X}}_n\}$ вектора $\{\mathbf{X}_n\}$ в предположении кусочно-линейной аппроксимации доплеровского смещения частоты между соседними интервалами наблюдения с целью использования их в последующем для построения правила идентификации цели на всем интервале наблюдения.

Последовательность наблюдаемых реализаций процессов на выходах антенн приемной системы представим в виде набора гауссовых векторов $\mathbf{R}_n(\mathbf{X}_n)$ с нулевым средним. Многомерная плотность вероятности вектора $\mathbf{R}_n(\mathbf{X}_n)$ будет зависеть от неизвестных параметров $\mathbf{X}_n$.

Оптимальная в смысле максимума правдоподобия оценка $\hat{\mathbf{X}}_n$ вектора $\mathbf{X}_n$ на каждом n-м интервале времени $[t_{n-1}, t_n]$ характеризуется ковариационной матрицей:

$$E\left\{\hat{\mathbf{X}}_n \hat{\mathbf{X}}_m^*\right\} = \mathbf{G}_{nn}^{-1}\mathbf{G}_{nm}\mathbf{G}_{mm}^{-1}, \tag{19.7}$$

где $\mathbf{G}_{nm}$ – это матрица i,j-й элемент которой есть элемент информационной матрицы Фишера [16]; $E\{\bullet\}$ – символ операции вычисления математического ожидания.

Поэтому $\mathrm{var}(\hat{\mathbf{X}}_n) = \mathbf{G}_{nn}^{-1}$. Если предположить, что величина интервала наблюдения T существенно больше интервала корреляции сигнала и шума, то справедливо представление реализации наблюдаемого сигнала набором гармоник в виде

$$\mathbf{r}_n = \left(r_n^1(\omega_1), r_n^2(\omega_1), r_n^1(\omega_2), r_n^2(\omega_2), \ldots\right)^{\mathrm{T}}, \tag{19.8}$$

где индекс «т» обозначает операцию транспонирования.

Найдем корреляционную связь между отдельными компонентами сигналов приемных элементов.

$$E\left\{r_n^i(\omega_k) r_m^{*j}(\omega_l)\right\} = \frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_k t_n + \mathrm{j}\omega_l t_m}}{T} \iint_T r_{i,j}(t + t_n, \tau + t_m)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_k t_n + \mathrm{j}\omega_l \tau_m} dt d\tau, \tag{19.9}$$

где $r_{i,j}(t,\tau) = E\left\{r_i(t), r_j(\tau)\right\}$.

Рассмотрим случай, когда $i = 1, j = 2$. Из соотношений (19.3)–(19.4) следует, что

$$r_{1,2}(t,\tau') = R_S(t - \tau' + \Delta\tau(\tau')), \tag{19.10}$$

где $R_S(\bullet)$ – корреляционная функция сигнала.

В общем случае, компоненты $R_S(\bullet)$ зависят не только от разности $t - \tau'$, но и от самих значений t и τ'. Однако, в частном случае, когда $\Delta\tau = 0$ можно записать

$$r_{i,j}(t,\tau') = R_S(t - \tau') + R_{ni}(t - \tau')\delta_{ij}, \tag{19.11}$$

где $R_n(\tau')$ – корреляционная функция шума на выходе i-й антенны; δ_{ij} – символ Кронекера.

В дальнейшем полагаем, что $r_{i,j}(\tau')$ на выбранном интервале всегда можно представить в виде

$$r_{i,j}(\tau') = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_{ij}(\omega)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\tau'} d\omega, \tag{19.12}$$

где $S_{ij}(\omega)$ – взаимный спектр между i-м и j-м приемными элементами.

Подставляя (19.11) и (19.12) в (19.9) и производя очевидные преобразования, получим

$$E\left\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\right\}=\frac{T}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S_{ij}(\omega)F_n^*(\omega-\omega_k)F_m(\omega-\omega_l)\,d\omega\,, \qquad (19.13)$$

где $F_m(\omega-\omega_k)=\dfrac{\sin\left((\omega-\omega_k)T/2\right)}{\left((\omega-\omega_k)T/2\right)}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega-\omega_k)t_k}$.

Поскольку изменения спектральной плотности сигнала и шума в пределах выбранного интервала времени происходят плавно, без скачков, то вычисление интеграла в (19.13) упрощается

$$E\left\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\right\}=TS_{ij}\left(\frac{\omega_k+\omega_l}{2}\right)\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}F_n^*(\omega-\omega_k)F_m(\omega-\omega_l)\,d\omega=$$
$$=TS_{ij}\left(\frac{\omega_k+\omega_l}{2}\right)\int_{-\infty}^{\infty}F_T(t-t_n)F(t-t_m)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_k-\omega_l)t}\,dt, \qquad (19.14)$$

где

$$F_T(t)=\begin{cases}1, & \text{при}\,|t|\le T/2;\\ 0, & \text{при}\,|t|\ge T/2.\end{cases} \qquad (19.15)$$

Используя теорему Парсеваля [17], подставим (19.15) в (19.14) и выполним интегрирование. В результате получим

$$E\left\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\right\}=S_{ij}\left(\frac{\omega_k+\omega_l}{2}\right)\frac{\sin\left[(\omega_k-\omega_l)\left(T-|t_n-t_m|\right)/2\right]}{(\omega_k-\omega_l)T/2}\times \qquad (19.16)$$
$$\times\mathrm{e}^{-\mathrm{j}((\omega_k-\omega_l)(t_n-t_m)/2)} \qquad \text{для}\quad |t_n-t_m|\le T$$

и

$$E\left\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\right\}=0\ \text{для}\ |t_n-t_m|\ge T\,. \qquad (19.17)$$

Смысл условия (19.17) состоит в том, что r_n и r_m получены из неперекрывающихся отсчетов принятых сигналов. Из условия (19.17) следует, также, что для индексов $n\ne m$ корреляционная функция $E\left\{\hat{\mathbf{X}}_n\hat{\mathbf{X}}_m\right\}$ оценок вектора **X** будет равна нулю. Поэтому соотношение (19.16), для случая когда $n=m$ упростится и примет вид:

$$E\left\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\right\}=S_{ij}\left(\frac{\omega_k+\omega_l}{2}\right)\frac{\sin\left[(\omega_k-\omega_l)T/2\right]}{(\omega_k-\omega_l)T/2}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}((\omega_k-\omega_l)t_n)}. \qquad (19.18)$$

Обозначим $\omega_k = (2\pi/T)k$, тогда второй сомножитель в (19.18) сведется к следующему выражению:

$$\frac{\sin\left[(\omega_k-\omega_l)T/2\right]}{(\omega_k-\omega_l)T/2} = \frac{\sin\left([k-l]\pi\right)}{\left([k-l]\pi\right)} = \delta_{kl}. \tag{19.19}$$

Подставляя (19.19) в (19.18) непосредственно получим

$$E\left\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\right\} = S_{ij}(\omega_k)\delta_{kl}. \tag{19.20}$$

Искомые значения оценок параметров $\Delta\tau_n, \Delta\dot{\tau}_n$, удовлетворяющих критерию максимума правдоподобия, можно найти, используя аппарат вариационного исчисления [18]

$$\frac{\delta}{\delta\Delta\tau_n}E\left\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\right\}\Big|_{\Delta\tau(t)=0} = (j)^{i-j}\,\omega_k S(\omega_k)\delta_{kl}\left(1-\delta_{ij}\right), \tag{19.21}$$

$$\frac{\delta}{\delta\Delta\dot{\tau}_n}E\left\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\right\}\Big|_{\Delta\tau(t)=0} = \\ = \frac{(-1)^{k-i}}{4\pi(k-l)}\left[\omega_k S(\omega_k)+\omega_l S(\omega_l)\right]\left(1-\delta_{kl}\right)\left(1-\delta_{ijl}\right), \tag{19.22}$$

где символ (j) в формуле (19.21) означает мнимую единицу.

Решение системы уравнений (19.21), (19.22) позволяет получить выражение для дисперсий оценок $\Delta\hat{\tau}_n, \Delta\hat{\dot{\tau}}_n$ искомых параметров $\Delta\tau_n, \Delta\dot{\tau}_n$. Причем, как показывает анализ, значения дисперсий оценок задержки и ее производной совпадают со значениями границы Крамера–Рао [16], и определяются диагональными элементами матрицы $\mathbf{G}_{mn}$ в (19.7).

Аналитическое выражение для соответствующей оценки дисперсии параметров $\Delta\tau_n, \Delta\dot{\tau}_n$ с точностью до постоянного множителя C_x определяется как

$$\sigma_x^2 = C_x\int_0^\infty \frac{\omega^2\chi_i\chi_j}{1+\chi_i+\chi_j}d\omega, \tag{19.23}$$

где $C_x = T/\pi$ при $x = \Delta\hat{\tau}_n$, $C_x = T^3/12\pi$ при $x = \Delta\hat{\dot{\tau}}_n$, $\chi_i = S_i(\omega)/N_i(\omega)$.

Упрощенная структурная схема устройства, реализующего алгоритм обработки сигналов для двухпозиционной приемной системы, представлена на рис. 19.3 Сигналы, отраженные от цели, расположенной на расстоянии x_1 от приемной антенны A_1 и x_2 – от приемной антенны A_2, усиливаются идентичными линейными усилителями r_1 и r_2 приемной системы. Затем, в

каждом канале на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье вычисляются спектральные функции принятых сигналов, которые после перемножения в корреляторе поступают в блок вычисления обратного преобразования Фурье и интегратор, тем самым реализуя процедуру вычисления взаимнокорреляционной функции.

Величина максимума взаимнокорреляционной функции при сравнении с порогом позволяет принять решение о наличии или отсутствии цели в данном импульсном объеме. Одновременно оценка положения максимума этой функции на плоскости «задержка – частота» позволяет локализовать местоположение цели в пространстве. С целью отбраковки ложных откликов и откликов от помех доплеровские спектры сигналов каждого канала обрабатываются отдельно путем сравнения их модулирующих функций. Это важно, например, при идентификации объектов, которые не имеют линейной компоненты вектора скорости, а совершают периодические колебания или вращательные движения относительно некоторой точки.

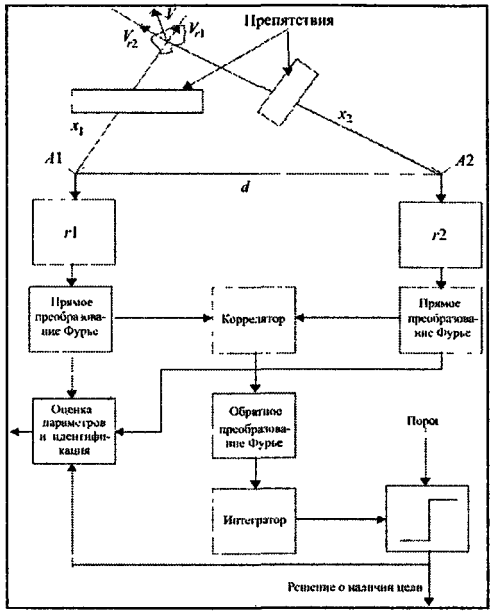


Рис. 19.3. Схема алгоритма обработки сигналов

На рис. 19.4 показана взаимнокорреляционная функция сигналов, отраженных от одиночной цели с гармонической доплеровской модуляцией 0,5 Гц на несущей частоте 1 ГГц.

Аналитическое выражение, аппроксимирующее этот процесс, можно упрощенно записать в виде

$$R(t_1,t_2)=a\exp\left(-\alpha\left|t_2-t_1\right|\right)\left[\cos\left(\Omega(t_2-t_1)\right)+\frac{\alpha}{\Omega}\sin\left(\Omega\left|t_2-t_1\right|\right)\right], \quad (19.24)$$

где $a=1$ и $\alpha=1$ – постоянные коэффициенты.

Вид взаимнокорреляционной функции сигналов при доплеровской модуляции в 2 Гц показан на рис. 19.5. Из сравнения рис. 19.4 и 19.5 видно, что вид взаимнокорреляционной функции изменяется при изменении параметров движения цели, что может быть использовано для идентификации цели.

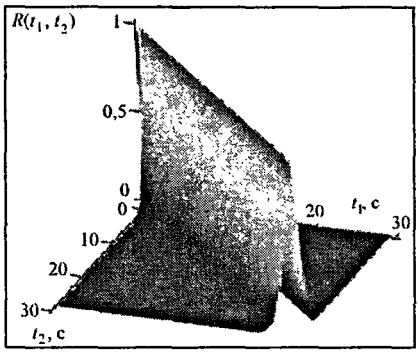


Рис. 19.4. Взаимнокорреляционная функция сигналов при линейном перемещении цели

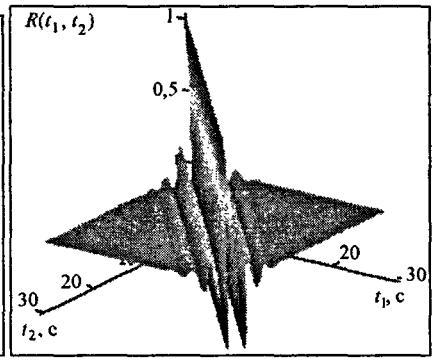


Рис. 19.5. Взаимнокорреляционная функция сигналов при линейном смещении цели и ее прецессии с частотой 2 Гц

Эффективность работы алгоритма в значительной мере зависит от соотношения сигнал/шум. В частности, вероятность правильного обнаружения P_D объекта при заданном уровне ложных тревог P_F рассчитывалась в предположении слабого сигнала, что, как правило, имеет место на практике. В этом случае логарифм отношения правдоподобия распределен по нормальному закону [16], а мощность решения при амплитудном обнаружении хорошо аппроксимируется аналитическим выражением вида

$$P_D = 1 - \Phi\left(\frac{\ln(c)}{\sqrt{q}} - \sqrt{q}\right), \qquad (19.25)$$

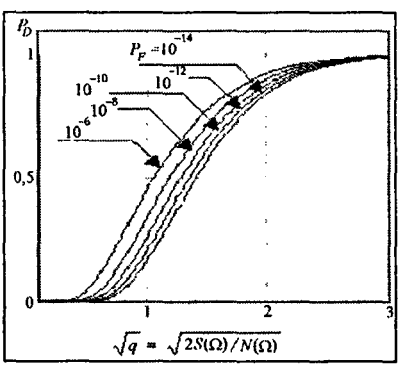


Рис. 19.6. Вероятность правильного обнаружения объекта

где $\Phi(z) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{1}{2}x^2}\,dx$ – интеграл вероятности; $q = 2S(\Omega)/N(\Omega)$ – отношение сигнал/шум.

Результаты расчета приведены на рис. 19.6.

При расчете характеристик обнаружения учитывалось, что зондирующий сигнал представляет собой фазоманипулированную кодом Мерсена последовательность длиной 1023 элемента. Кроме того, был осуществлен переход от частоты

сигнала ω к частоте информационного процесса Ω. Это не снижает общности результата, поскольку при амплитудном последетекторном методе обнаружения слабого сигнала в алгоритме используются только отсчеты огибающей, что значительно упрощает моделирование.

Анализ этих характеристик показывает, что рассмотренный алгоритм нельзя считать строго оптимальным, так как сумма оптимальных решений по всем элементарным площадкам «задержка – доплеровское смещение частоты» не является оптимальным решением для всей области существования сигнала. Тем не менее, алгоритм обладает достаточно высокими характеристиками по обнаружению и идентификации целей. Причем в частном случае, когда $\Delta\dot{\tau}_n = 0$ решения совпадают с оптимальными на плоскости $[\Delta\tau, \Omega]$.

Таким образом, рассмотренный подход, основой которого является корреляционно – спектральный анализ отсчетов сигналов пространственно разнесенной двухпозиционной приемной системы, позволяет построить квазиоптимальное решающее правило относительно гипотезы о наличии отражений от цели с одновременной оценкой пространственного положения и параметров ее движения. Последующая идентификация цели осуществляется путем исследования формы и характера изменения двумерной взаимнокорреляционной функции сигналов во всей области ее существования. Характер движения, прецессии или флуктуационных смещений исследуемого объекта определяет индивидуальную окраску информационного процесса и является основой для принятия решения о принадлежности объекта к определенному классу.

Использование метода максимума правдоподобия обусловлено отсутствием априорной информации о характере исходных информационных процессов, что делает алгоритм более универсальным, но в то же время и более громоздким в вычислительном плане. В случае, когда объект не имеет линейной компоненты вектора скорости, т.е. центр масс объекта не перемещается относительно антенн приемной системы, а лишь совершает колебательные или вращательные движения, алгоритм идентификации можно модифицировать и сделать его адаптивным. Например, на основе последовательности оптимальных оценок построить оценку закона доплеровской модуляции информационного процесса, который затем использовать в процедуре динамической калмановской фильтрации для получения уточненных оценок.

19. 3. Методы оценки и компенсации ошибок формирования квазинепрерывных фазокодоманипулированных сигналов в портативных РЛС

В радиолокационной системе с непрерывными сигналами, предназначенной для обнаружения и идентификации целей, в отличие от систем

связи [8, 9], нельзя получить необходимое соотношение сигнал/помеха на входе решающего устройства путем лишь повышения излучаемой мощности сигнала, что связано с пропорциональным возрастанием различного рода помех и недопустимым просачиванием сигнала передатчика на вход приемника. Поэтому основой для достижения заданных характеристик обнаружения и разрешения целей в ближней локации является применение специальных видов модуляции сигнала. Например, для обнаружения и идентификации подвижных объектов в ближней зоне, сигнал радиолокатора модулируют по фазе псевдослучайной *m*-последовательностью [8–10]. Автокорреляционная функция (АКФ) такого сигнала обладает уникальным свойством. А именно, в идеальном случае, периодическая АКФ сигналя, модулированного *m*-последовательностью, для заданного периода $T = (2^k - 1)\tau_0$ (τ_0 – длительность элементарного импульса; k – целое число, определяющее длину последовательности) имеет главный лепесток треугольного вида с шириной по уровню первых нулей равной $2\tau_0$ и уровнем боковых лепестков $-1/N$ ($N = 2^k - 1$) [9, 10]. Так, например, для k=18 уровень бокового лепестка периодической АКФ составляет 108 дБ.

Для непериодических АКФ *m*-последовательностей боковые лепестки убывают медленнее, чем для периодических. Так, для усеченной до одного периода *m*-последовательности боковые лепестки АКФ убывают с ростом N как $-1/\sqrt{N}$. В приведенном примере при k=18 уровень бокового лепестка составит –54 дБ.

Таким образом, вне зависимости от того, периодическая или усеченная *m*-последовательность используется для модуляции сигнала увеличение длины ее периода N должно приводить к соответствующему повышению разрешающей способности локатора по дальности. Однако, в реальной аппаратуре формирующие цепи отличаются от идеальных и сформированный сигнал уже не будет обладать заданными свойствами. Причем, чем больше N, тем выше чувствительность сигнала к различного рода аппаратурным искажениям. С другой стороны, необоснованно высокие требования к стабильности характеристик аппаратуры при заданном значении N приводят к излишней сложности и завышенной стоимости локатора. Поэтому еще на этапе эскизного проектирования важно знать взаимосвязь параметров зондирующих сигналов, модулированных реальными *m*-последовательностями с характеристиками отдельных узлов и блоков локатора.

Всю совокупность факторов, влияющих на характеристики сигнала, можно разделить на две группы: флуктуационные и детерминированные.

К флуктуационным факторам: относятся фазо-частотные нестабильности опорных генераторов, шумы различного рода; сигналы, про-

сачивающиеся из передатчика непосредственно на вход приемника и после корреляционной обработки с опорным сигналом образующие шумоподобные процессы, и другие факторы.

К детерминированным факторам относятся: недостаточная широкополосность формирующих цепей, асимметричность модулирующей функции, некогерентность модулирующей функции и несущего колебания, отличие формы опорного и зондирующего сигналов и т.п.

Аналитическое выражение для сигнала, модулированного псевдослучайной m-последовательностью и его автокорреляционная функция, могут быть представлены в виде[1]

$$s(t)=\left(\tau_0\sum_{i=1}^{N}|c_i|^2\right)^{-1/2}\sum_{i=1}^{N}c_i\,\mathrm{rect}\left[\frac{t}{\tau_0}-\left(i-\frac{N+1}{2}\right)\right], \qquad (19.26)$$

где $c_i=a_i e^{j\psi_i}$; $a=\bar{a}$ – постоянная амплитуда; $\psi_i=0$ или π – фазы сигнала; $N=2^k-1$, k – целое число; τ_0 – длительность элементарного импульса, образующего последовательность.

$$R(\tau,\omega)=\left(\sum_{i=1}^{N}|c_i|^2\right)^{-1}e^{j(N+1-m)\pi\omega\tau_0}e^{j\pi\omega\tau}\left\{e^{j\pi\omega\tau_0}\frac{m\tau_0-\tau}{\tau_0}\frac{\sin\left(\pi\omega\left(m\tau_0-\tau\right)\right)}{\pi\omega\left(m\tau_0-\tau\right)}\times\right.$$

$$\left.\times\sum_{i=1}^{N+1-m}c_i c_{i+m-1}^{*}e^{-ji^2\pi\omega\tau_0}+\frac{\tau-(m-1)\tau_0}{\tau_0}\frac{\sin\left(\pi\omega\left(\tau-(m-1)\tau_0\right)\right)}{\pi\omega(\tau-(m-1)\tau_0)}\sum_{i=1}^{N-m}c_i c_{i+m}^{*}e^{-ji^2\pi\omega\tau_0}\right\}, \qquad (19.27)$$

при $(m-1)\tau_0\le\tau\le m\tau_0$, $m=1,\ldots,N$.

Фрагмент неискаженного сигнала $S(t)$ (кривая *1*) для случая, когда в пределах одного элементарного импульса укладывается четыре периода высокочастотного колебания, показан на рис. 19.7. Соответствующий фрагмент модулирующей функции псевдослучайной m-последовательности (ПСП) также отображен на рис. 19.7 (кривая *2*), где один отсчет по оси времени соответствует величине $6{,}6\times10^{-11}$ с. Нормированная АКФ $R(t)$ такого сигнала показана на рис. 19.8, а его нормированный спектр $S(\omega)/S_0$ показан на рис. 19.9. Здесь для наглядности изображен фрагмент частотной оси, где сосредоточены основные компоненты спектра сигнала. Характерной особенностью такого сигнала (рис. 19.9) является пониженный уровень немодулированного несущего колебания, который в идеальном случае стремится к нулю.

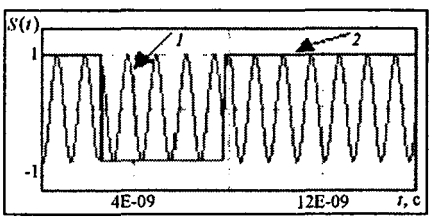


Рис. 19.7. Фрагменты неискаженного сигнала $S(t)$ и модулирующей функции

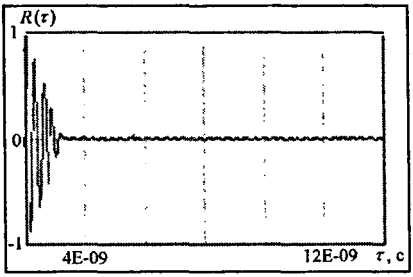


Рис. 19.8. Нормированная автокорреляционная функция радиосигнала

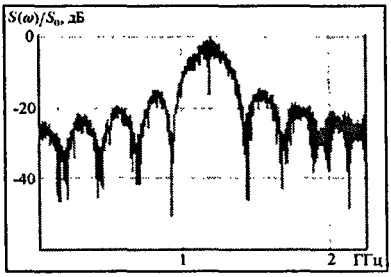


Рис. 19.9. Нормированный спектр сигнала

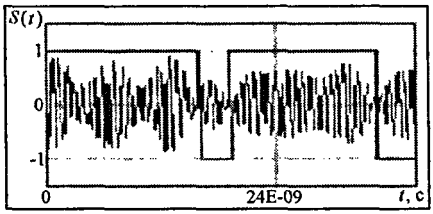


Рис. 19.10. Вид сигнала, формируемого реальными цепями

Широкая полоса спектра и отсутствие периодического немодулированного колебания позволяет реализовать алгоритмы обнаружения и идентификации объектов в локационных системах, подобных [12, 20, 21], при ослаблении полезного сигнала в препятствиях до 40...50 дБ и уровнях коррелированных помех, превышающих сигнал на 50...70 дБ. На рис. 19.10 показан пример реализации сигнала, формируемого реальными устройствами. Из-за инерционности формирующих цепей появляются выраженные переходные процессы, паразитная амплитудная модуляция и ряд других эффектов, которые искажают как форму так и спектр излучаемых и опорных колебаний.

Очевидно, что искажения, вносимые во временную реализацию сигнала, отражаются на его корреляционных свойствах. Появляется дополнительная паразитная амплитудная модуляция, нарушаются фазовые соотношения между отдельными компонентами ПСП, возникает асимметрия относительно нулевой оси несущей и ряд других нежелательных явлений, которые снижают характеристики локационной системы в целом. На рис. 19.11 и рис. 19.12 показаны АКФ и спектральная плотность искаженного сигнала. Рисунки дают представление об искажениях, вносимых в сигнал, а именно о появлении значительного уровня немодулированного несущего колебания, возрастания боковых лепестков АКФ и паразитной амплитудной модуляции.

Для оценки влияния различных факторов на параметры АКФ модулированного m-последовательностью сигнала, построим модель локационной системы, которая бы учитывала основные факторы искажающие сигнал.

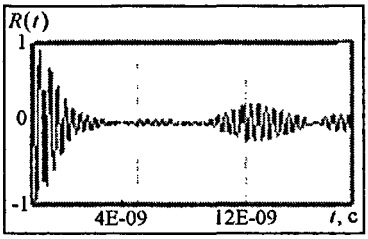


Рис. 19.11. Фрагмент АКФ искаженного сигнала

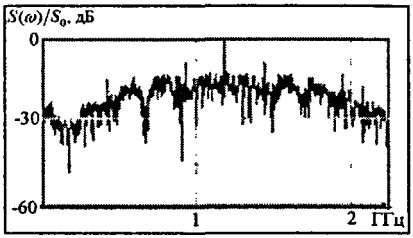


Рис. 19.12. Спектральная плотность искаженного сигнала

Представим непрерывную реализацию сигнала $s(t)$ его дискретными отсчетами во времени, взятыми с интервалами, определяемыми теоремой Котельникова [16]

$$s(t)=\sum_{k} s_k \frac{\sin(t\omega_{\max}-\pi k)}{t\omega_{\max}-\pi k}, \tag{19.28}$$

где $\omega_{\max}$ – наивысшая частота в финитном энергетическом спектре процесса.

Выборочные значения s_k связаны с корреляционной функцией процесса $R(t)$ через собственные числа μ и собственные функции $\varphi(t)$ интегрального уравнения [16]

$$s(t)\,\varphi(t)=\mu\int_{-T}^{T} R(t,\tau)\varphi(\tau)d\tau\text{, при } |t|\le T, \tag{19.29}$$

откуда

$$s_k=\sqrt{\mu_k}\int_{-T}^{T} s(t)\varphi_k(t)dt,\ k=1,2,\ldots. \tag{19.30}$$

Тогда разложение сигнала $s(t)$ при помощи некоррелированных координат (196.30) можно выразить в дискретном виде как

$$s(t)=\sum_{k=1}^{\infty} s_k \frac{\varphi_k(t)}{\sqrt{\mu_k}}. \tag{19.31}$$

Искажения, вносимые в идеальный сигнал $s(t)$, представим в виде процесса с корреляционной функцией $R_0(t,\tau)$. Тогда интегральное уравнение, описывающее искажения АКФ, можно записать:

$$\int_{-T}^{T}\left[R(t,\tau)-\mu R_0(t,\tau)\right]\varphi(\tau)d\tau=0. \tag{19.32}$$

Таким образом, АКФ излучаемого искаженного сигнала представляется суммой

$$R_s(t,\tau) = R_0(t,\tau) + R(t,\tau), \qquad (19.33)$$

где $R(t,\tau)$ – АКФ неискаженного сигнала; $R_0(t,\tau)$ – АКФ искажающего полезный сигнал процесса.

Теперь рассмотрим два случая.

Случай 1. $R_0(t,\tau)$ порождено случайными факторами.

Случай 2. $R_0(t,\tau)$ – результат неустранимых детерминированных искажений сигнала в узлах и блоках аппаратуры.

В первом случае без потери общности будем полагать, что порождающий искажения сигнала процесс представляет собой белый нормальный шум с нулевым средним и спектральной плотностью S_0. Тогда выражение (19.33) запишется в виде:

$$R_s(t,\tau) = S_0\delta(\tau - t) + R(t,\tau). \qquad (19.34)$$

Используя определения собственных функций (19.29), собственных чисел (19.30), модель (19.32) и выражение для АКФ искаженного сигнала (19.34), запишем выражение для логарифма отношения правдоподобия и условие нормировки

$$\ln L\left(s(t);\{a_i\},\{\psi_i\}\right) =$$

$$= \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{\infty}\left[\mu_k\left(\{a_i\},\{\psi_i\}\right) - 1\right]\left[\int_{-T}^{T} s(t)\varphi_k\left(t;\{a_i\},\{\psi_i\}\right)dt\right]^2 -$$

$$-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{\infty}\left[\mu_k\left(\{a_i\},\{\psi_i\}\right)\right], \qquad (19.35)$$

где φ_k и μ_k – собственные числа и собственные функции линейного интегрального уравнения

$$S_0(\mu(\{a_i\},\{\psi_i\}) - 1)\varphi(t;\{a_i\},\{\psi_i\}) = \int_{-T}^{T}\left\{\left(\sum_{i=1}^{N}|c_i|^2\right)^{-1} e^{j(N+1-m)\pi\omega\tau_0} e^{j\pi\omega t} \times\right.$$

$$\times\left\{e^{j\pi\omega\tau_0}\frac{m\tau_0 - t}{\tau_0}\frac{\sin\left(\pi\omega\left(m\tau_0 - t\right)\right)}{\pi\omega\left(m\tau_0 - t\right)}\sum_{i=1}^{N+1-m} c_i c_{i+m-1}^{*} e^{-ji^2\pi\omega\tau_0} + \frac{t-(m-1)\tau_0}{\tau_0}\times\right.$$

$$\left.\left.\times\frac{\sin\left(\pi\omega\left(t-(m-1)\tau_0\right)\right)}{\pi\omega(t-(m-1)\tau_0)}\sum_{i=1}^{N-m} c_i c_{i+m}^{*} e^{-ji^2\pi\omega\tau_0}\right\}\right\}\varphi\left(t;\{a_i\},\{\psi_i\}\right)dt, \qquad (19.36)$$

а неизвестные параметры $\{a_i\},\{\psi_i\}$, определяющие вид АКФ $R_s(t,\tau)$ в (19.33), представляют соответственно совокупность отсчетов амплитуды и фазы выборочной АКФ, причем, собственные функции нормируются исходя, из условия (19.34) следующим образом:

$$S_0(\mu(\{a_i\},\{\psi_i\}))\int_{-T}^{T}\varphi_k(t;\{a_i\},\{\psi_i\})\varphi_n(t;\{a_i\},\{\psi_i\})dt=\left\{\begin{matrix}1,k=n\\0,k\neq n\end{matrix}\right\}. \quad (19.37)$$

Получив оценку параметров $\{a_i\},\{\psi_i\}$ АКФ, построенную по совокупности дискретных отсчетов, можно определить предельно допустимые искажения и помехи, влияющие на характеристики локационной системы в целом. Для нахождения этих оценок воспользуемся *методом максимума правдоподобия* [16], в соответствии с которым критерий качества оценок $\{\hat{a}_i\},\{\hat{\psi}_i\}$ есть максимум функционала отношения правдоподобия (19.35). Тогда, функция цели оптимизационной задачи оценивания параметров выборочной АКФ сигнала, запишется в виде системы дифференциальных уравнений

$$\frac{\partial}{\partial a_i}\ln L(s(t);\{a_i\},\{\psi_i\})=0;\quad \frac{\partial}{\partial \psi_i}\ln L(s(t);\{a_i\},\{\psi_i\})=0, \quad (19.38)$$

$$i=1,...,N,$$

в которую вместо $s(t)$ необходимо подставить его дискретное представление (19.31).

Решение системы уравнений (38) относительно искомых оценок параметров $\{\hat{a}_i\},\{\hat{\psi}_i\}$ для различных значений S_0, определяет семейство поверхностей допустимых искажений сигнала. Другими словами, каждая точка такой поверхности определяет предельно достижимый уровень бокового лепестка АКФ сигнала при фиксированном уровне флуктуационной помехи. На рис. 19.13 показан пример такой поверхности, полученной при численном решении системы (19.38), в предположении, что S_0=1. Характерной особенностью приведенной поверхности является наличие значительного числа экстремумов, причем, величина провалов (минимумов) ограничивается теоретическим пределом $-1/N$ для неискаженного сигнала, модулированного псевдослучайной последовательностью с периодом N.

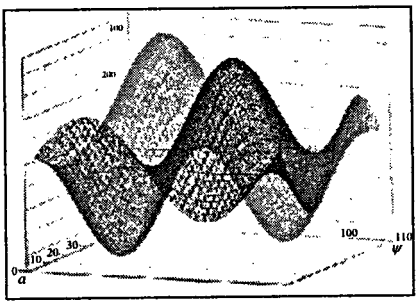


Рис. 19.13. Пример поверхности ошибок в области боковых лепестков корреляционной функции

Уровень максимумов не ограничивается и может достигать единицы, однако уже при уровне максимального бокового лепестка, превышающего уровень лепестков усеченной АКФ (подразумевается один период на бесконечном интервале наблюдения) модулирующей ПСП, использование такого сигнала нецелесообразно. В случае, когда искаже-

ния сигнала заданы детерминированными функциями в координатах «доплеровское смещение – задержка», их влияние на параметры автокорреляционной функции сигнала удобнее учесть в виде семейства функций ошибок. Так, например, для фазоманипулированного псевдослучайного сигнала с N=15 (рис. 19.7) зависимость уровня остаточного бокового лепестка автокорреляционной функции от ширины полосы пропускания формирующих цепей и радиотракта представлена на рис. 19.14. Здесь по оси ординат отложена величина, определяющая предельно достижимый уровень бокового лепестка автокорреляционной функции δR сигнала, модулированного псевдослучайной m-последовательностью, а по оси абсцисс – выраженное в процентах отношение ширины полосы пропускания формирующей цепи к максимальному значению частоты эффективного спектра сигнала. Точками на графике показаны значения уровня бокового лепестка АКФ, полученные при численном моделировании аппаратурных эффектов по изложенной выше методике.

Как видно из рис. 19.14, при отсутствии частотных искажений в радиотрактах уровень бокового лепестка АКФ сигнала, модулированного по фазе периодической ПСП с периодом N составляет – $1/N$. Это соответствует известному теоретическому пределу [8].

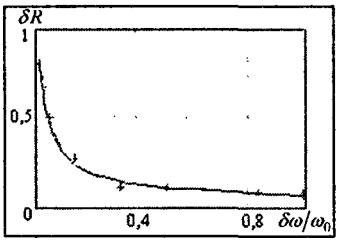


Рис. 19.14. Зависимость уровня бокового лепестка АКФ от ширины полосы пропускания формирующего тракта для k=4

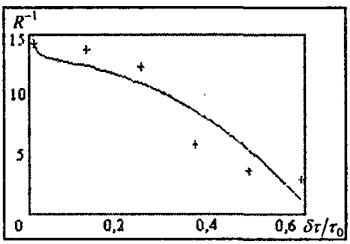


Рис. 19.15. Зависимость уровня бокового лепестка АКФ от величины асимметричных искажений сигнала для k=4

При ограничении спектра модулированного сигнала уровень бокового лепестка возрастает и при 50% ограничении достигает уровня $1/\sqrt{N}$, что соответствует непериодической автокорреляционной функции. Дальнейшее ограничение спектра радиосигнала приводит практически к полному развалу АКФ и, как результат, к невозможности использовать сигнал для практических целей.

Изложенная выше методика анализа может быть использована и для другого характерного вида искажений модулирующей функции, в частности, искажения спектра излучаемого локатором сигнала и опорных колебаний, поступающих на коррелятор, за счет асимметрии между положительными и отрицательными уровнями и длительностями модулирующих колебаний. Такие искажения приводят к значительному росту помех в области боковых лепестков АКФ

и как результат – ухудшению пространственного разрешения и характеристик обнаружения локатора. Зависимость уровня бокового лепестка от коэффициента асимметрии показана на рис. 19.15

Коэффициент асимметрии определялся как

$$\frac{\delta\tau}{\tau_0} = \frac{\left|\tau_0^+ - \tau_0^-\right|}{\tau_0} 100\%, \qquad (19.39)$$

где τ_0 – длительность неискаженного элементарного импульса, образующего m-последовательность; индексы «+» и «–» означают длительность положительного и отрицательного элементарного импульса при асимметричных искажениях.

Как видно из графика на рис. 19.15 при отсутствии асимметричных искажений сигнала ($\delta\tau/\tau_0 = 0$) уровень бокового лепестка АКФ, модулированной ПСП с периодом N=15, также составляет величину равную 1/15. При появлении асимметрии сигнала уровень боковых лепестков возрастает и при 50% асимметрии преимущества периодической ПСП по отношению к усеченной полностью утрачиваются. Исследования показывают, что с ростом длины периода модулирующей ПСП чувствительность к искажениям сигнала будет возрастать.

Указанные искажения приводят к появлению паразитной амплитудной модуляции излучаемого сигнала, а также к появлению значительной доли немодулированного несущего колебания в спектре зондирующего сигнала. Это приводит к тому, что при отражении от посторонних объектов сигнал немодулированного несущего колебания, возвращаясь на вход приемника, образует мультипликативную помеху работе локатора, снижая способность локатора к разрешению целей, обусловленную модуляцией сигнала ПСП. Поэтому остаточный уровень подавленного сигнала несущего колебания должен быть в пределах уровня «псевдошума» [9], образованного боковыми лепестками корреляционной функции сигнала. Если этого достичь по каким-либо причинам не удается, то применение ПСП с низким уровнем бокового лепестка нецелесообразно.

На рис. 19.16 показаны полученные при численном эксперименте, зависимости уровня A_n остаточного немодулированного несущего колебания от величины

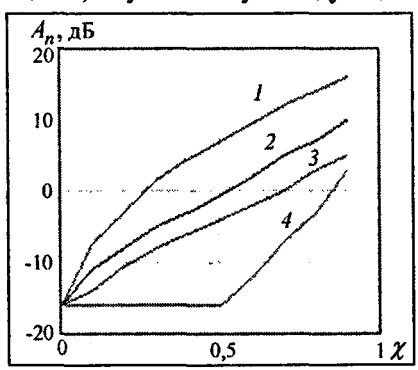


Рис. 19.16. Уровень остаточного немодулированного колебания в излученном сигнале при различных искажениях сигнала от величины порога

порога x ограничения ВЧ-сигнала в передающем и приемном трактах локатора при различных искажениях. В частности, кривые *1*, *2* показывают влияние асимметричных искажений на уровень остаточного немодулированного колебания в излученном сигнале, причем кривая *1* получена при соотношении $\delta\tau/\tau_0 = 0{,}75$, а кривая *2* – при $\delta\tau/\tau_0 = 0{,}25$. Графические зависимости *3* и *4* (см. рис. 19.16) отражают возможность появления немодулированных колебаний несущей частоты при симметричном сигнале, но узкополосных формирующих трактах, т.е. чем широкополоснее тракт, формирующий сигнал, тем выше допустимый порог ограничения. Так, при сужении полосы тракта на 20% по отношению к оптимальной полосе, порог ограничения ВЧ-сигнала может достигать уровня 0,5 от максимального значения амплитуды сигнала.

Таким образом, для заданной длины m-последовательности, заданных величин τ и $\delta\tau/\tau_0$ можно путем выбора порога ограничения, формируемых для излучения и приема, сигналов найти компромисс между сложностью и технологичностью аппаратуры и требованиями, определяющими характеристики радиолокационной системы в целом.

В заключении следует отметить, что построение радиолокационных систем с непрерывным излучением и псевдослучайной фазовой модуляцией несущего колебания требует детального анализа и учета всех факторов, которые обуславливают искажения сигналов, как в передающем так и в приемном трактах локатора. Искажения флуктуационного характера, как показывает приведенный анализ, можно минимизировать, построив поверхности допустимых ошибок и исходя из существующих технических возможностей синтезировать структурную схему локатора таким образом, чтобы совокупность оценок параметров АКФ сигнала оказывалась в области минимума этой поверхности. Технически это возможно, если все тактовые, опорные и модуляционные частоты формируются из одного высокостабильного источника колебаний.

Учет детерминированных факторов сводится к решению инженерных задач по обеспечению достаточной широкополосности, стабильности электрических параметров и устойчивости характеристик формирующих трактов. В противном случае необходимы такие технические решения, которые бы минимизировали разностные искажения между излученным и опорным колебаниями. Один из возможных путей, позволяющий реализовать такие технические решения – введение ограничений сигналов по амплитуде в выходных каскадах передатчика и на входе коррелятора-приемника. При этом, хотя и теряется часть энергии сигнала, удается сформировать АКФ модулированного сигнала с приемлемыми параметрами. Такие технические решения допустимы в портативных радиолокаторах, где стоимость и габариты системы играют решающую роль.

19. 4. Компенсация помех, обусловленных движением РЛС

При разработке портативных РЛС, работа которых основана на обнаружении модуляции фазы отраженного сигнала вследствие эффекта Доплера, требуется учитывать возможные перемещения локатора во время работы. Казалось бы, методы доплеровской селекции и компенсации движения носителя локатора давно известны и широко применяются в бортовых РЛС различного назначения, например [1]. Однако, для портативных РЛС сложность применения традиционной фильтровой доплеровской селекции состоит в том, что спектральные характеристики отклика зондирующего сигнала от неподвижных препятствий и от искомой цели носят шумоподобный характер и частично или полностью перекрываются. В частности, если локатор находится непосредственно в руке или на плече спасателя, то движения человека, несущего РЛС и движения обнаруживаемого за препятствием человека порождают спектральные компоненты выходного сигнала локатора в диапазоне от 0,1 Гц до 5 Гц. Один из возможных путей преодоления подобного рода помех состоит во введении в структуру аппаратных средств (или в программу обработки, если роль РЛС выполняет компьютер) компенсационного канала. Структурная схема такого устройства показана на рис. 19.17.

Приемник РЛС имеет двухканальную структуру. Основной канал предназначен для приема, усиления и обработки суммарного сигнала, отраженного от цели и окружающих предметов. Дополнительный канал представляет собой автокомпенсатор доплеровского смещения частоты отраженного сигнала, обусловленного собственными перемещениями локатора. Сигнал от антенны *1* поступает на малошумящий линейный усилитель *2*, к выходу которого подключены два идентичных фазовых детектора (ФД) *3*, *4* для формирования сигналов квадратур. На другой вход ФД *3* поступает сигнал опорного гетеродина *5*, а на ФД *4* – сигнал гетеродина *5*, задержанный по фазе в фазовращателе 6 на величину $\pi/2$.

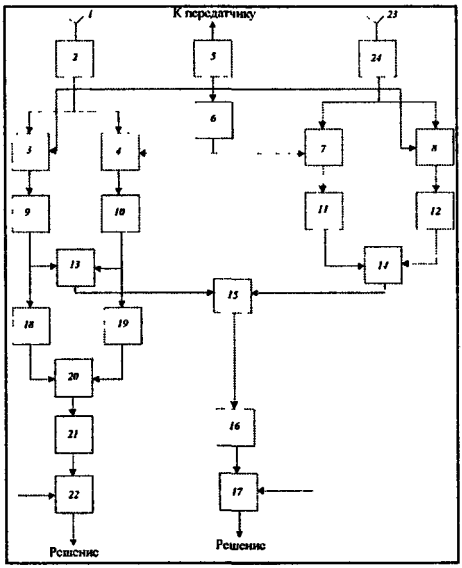


Рис. 19.17. Структурная схема приемника РЛС с автокомпенсатором движения

Сигнал гетеродина *5* является опорным и для фазовых детекторов *7*, *8* канала автокомпенсатора , а также используется в качестве несущего колебания в передатчике, чем обеспечивается когерентность системы в целом. На входы ФД *7*, *8* автокомпенсатора поступает усиленный масштабирующим усилителем *24* сигнал от преобразователя *23*. Диаграмма направленности антенны 23 ориентирована так, что на вход преобразователя поступает только сигнал, отраженный от неподвижных предметов.

К выходам ФД *3, 4, 7, 8* обоих каналов подключены идентичные фильтры нижних частот *9–12*, предназначенные для подавления комбинационных компонент с частотами nf в выходных сигналах ФД. В блоках *13, 14* формируются спектральные оценки сигналов основного канала и канала автокомпенсатора соответственно, а в блоке *15* вычисляется их сравнительная оценка и сигнал ошибки. Полосовой доплеровский фильтр *16* выделяет из сигнала ошибки только те частотные компоненты, которые соответствуют ожидаемому отклику от цели. Выходной сигнал фильтра *16* сравнивается с порогом в блоке *17* и по превышению этого порога принимается решение о наличии цели. Параллельно с этим осуществляется обработка временной реализации сигналов квадратурных компонент основного канала. Сигналы с выходов фильтров *9, 10* возводятся в квадраты в блоках *18, 19* и суммируются в сумматоре *20*. После подавления в фильтре *21* постоянной составляющей выходного сигнала сумматора *20* оставшаяся низкочастотная компонента, соответствующая доплеровскому смещению частоты, сравнивается по амплитуде с порогом в блоке *22*. По результатам этого сравнения принимается решение о наличии или отсутствии цели.

Упрощенно сигнал, отраженный от цели, можно представить как:

$$so_t = a1\cos\left[2\pi f_н\left(1+2\frac{V_{rl}\cos(\Omega_l t_i)}{c}+2\frac{V_r\cos(\Omega_c t_i)}{c}\right)t_i\right], \tag{19.40}$$

где $a1$ – амплитуда сигнала; V_{rl} – радиальная компонента скорости локатора; V_r – радиальная компонента скорости цели; c – скорость распространения зондирующего сигнала в среде; $f_н$ – частота несущего колебания; $\Omega_l = 2\pi f_l$ – фазовая модуляция, вызванная движением локатора; $\Omega_c = 2\pi f_c$ – фазовая модуляции, вызванная движением цели.

Сигнал, отраженный от неподвижных предметов, упрощенно представим в виде

$$ss_i = a1\cos\left[2\pi f_н\left(1+2\frac{V_{rl}\cos(\Omega_l t_i)}{c}\right)t_i\right]. \tag{19.41}$$

Суммарный сигнал на входах фазовых детекторов получается как сумма сигналов (19.40), (19.41) и гауссовского шума N_i с нулевым матожиданием и среднеквадратичным значением σ.

$$\mathrm{sum}_i = so_i + ss_i + N_i. \tag{19.42}$$

Далее моделируется процесс преобразования сигналов в квадратурных каналах на фазовых детекторах: $y_i = \mathrm{sum}_i \times sr_i + b(ss_i \times so_i)$ – реальная часть, $y1_i = \mathrm{sum}_i \times si_i + b(ss_i \times so_i)$ – мнимая часть сигнала на выходе соответствующего фазового детектора.

Для простоты дальнейших рассуждений положим $b = 0$ и $\sigma = 0$. Амплитуды сигналов от цели и неподвижного препятствия, а также амплитуду опорного сигнала положим равными единице. Введем для упрощения выкладок следующие обозначения:

$$\alpha(t) = 2\pi f_н t\,; \tag{19.43а}$$

$$\beta(t) = 2\pi f_н \left(2\frac{V_{rl}\cos(\Omega_l t_l)}{c}\right)t\,; \tag{19.43б}$$

$$\gamma(t) = 2\pi f_н \left(2\frac{V_r\cos(\Omega_c t_l)}{c}\right), \tag{19.43в}$$

где $\alpha(t)$ – полная фаза излученного сигнала (фаза опорного сигнала); $\beta(t)$ – приращение фазы эхо-сигнала за счет движения локатора; $\gamma(t)$ – приращение фазы эхо-сигнала, обусловленное движением цели.

Суммарный сигнал на входах перемножителей (фазовых детекторов) с учетом введенных обозначений запишется следующим образом:

$\text{sum}\ (t_l) = \cos(\alpha(t_l)+\beta(t_l)) + \cos(\alpha(t_l)+\beta(t_l)+\gamma(t_l))$ – эхо-сигнал от неподвижного объекта + эхо-сигнал от цели.

Сигнал на выходе 1-го перемножителя

$$s1(t_l) = \left[\cos(\alpha(t_l)+\beta(t_l)) + \cos(\alpha(t_l)+\beta(t_l)+\gamma(t_l))\right]\cos(\alpha(t_l)) =$$

$$= 0{,}5\left[\cos(\beta(t_l)) + \cos(2\alpha(t_l)+\beta(t_l)) + \cos(\beta(t_l)+\gamma(t_l)) + \cos(2\alpha(t_l)+\beta(t_l)+\gamma(t_l))\right]. \tag{19.44}$$

Сигнал на выходе 2-го перемножителя

$$s2(t_l) = \left[\cos(\alpha(t_l)+\beta(t_l)) + \cos(\alpha(t_l)+\beta(t_l)+\gamma(t_l))\right]\sin(\alpha(t_l)) =$$

$$= 0{,}5\left[-\sin(\beta(t_l)) + \sin(2\alpha(t_l)+\beta(t_l)) - \sin(\beta(t_l)+\gamma(t_l)) + \sin(2\alpha(t_l)+\beta(t_l)+\gamma(t_l))\right]. \tag{19.45}$$

При простом, радиальном движении цели и локатора, т.е. когда $\Omega_l = \Omega_c \equiv 0$, спектр выходных колебаний перемножителей будет иметь вид, показанный на рис. 19.18.

Дальнейшая обработка сигналов строится:

вариант 1 – выделение фильтром нижних частот компонент выходного сигнала, содержащей компоненты $\beta(t_l)$ и $\beta(t_l)+\gamma(t_l)$ каждой квадратуры;

вариант 2 выделения фильтром верхних частот или полосовым фильтром компонент $(2\alpha(t_l)+\beta(t_l))$ и $(2\alpha(t_l)+\beta(t_l)+\gamma(t_l))$.

Первый вариант обработки назовем низкочастотным алгоритмом, а второй – высокочастотным алгоритмом.

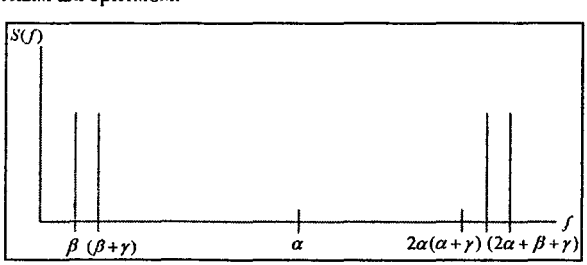


Рис. 19.18. Спектр колебаний на выходе перемножителя

Таблица 19.2

Низкочастотный алгоритм	Высокочастотный алгоритм
1. Выход низкочастотного фильтра 1-го квадратурного канала $\cos(\beta(t_i))+\cos(\beta(t_i)+\gamma(t_i))$	1. Выход высокочастотного фильтра 1-го квадратурного канала: $\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))+\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))$
2. Возводим в квадрат выходной сигнал фильтра: $\left[\cos(\beta(t_i))+\cos(\beta(t_i)+\gamma(t_i))\right]^2 =$ $=\cos(\beta(t_i))^2+\cos(\beta(t_i)+\gamma(t_i))^2+$ $+2\cos(\beta(t_i))\cos(\beta(t_i)+\gamma(t_i))=$ $=\cos(\beta(t_i))^2+\cos(\beta(t_i)+\gamma(t_i))^2+\cos(\gamma(t_i))+$ $+\cos(2\beta(t_i)+\gamma(t_i))$	2. Возводим в квадрат выходной сигнал фильтра: $\left[\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))+\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))\right]^2 =$ $=\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))^2+\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))^2+$ $+2\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))=$ $=\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))^2+$ $+\cos(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))^2+$ $+\cos(\gamma(t_i))+\cos(4\alpha(t_i)+2\beta(t_i)+\gamma(t_i))$
3. Выход низкочастотного фильтра 2-го квадратурного канала: $-\sin(\beta(t_i))-\sin(\beta(t_i)+\gamma(t_i))$	3. Выход высокочастотного фильтра 2-го квадратурного канала: $-\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))-\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))$
4. Возведение в квадрат выходного сигнала фильтра: $\left[\sin(\beta(t_i))+\sin(\beta(t_i)+\gamma(t_i))\right]^2 =$ $=\sin(\beta(t_i))^2+\sin(\beta(t_i)+\gamma(t_i))^2+$ $+2\sin(\beta(t_i))\sin(\beta(t_i)+\gamma(t_i))=$ $=\sin(\beta(t_i))^2+\sin(\beta(t_i)+\gamma(t_i))^2+$ $+\cos(\gamma(t_i))-\cos(2\beta(t_i)+\gamma(t_i))$	4. Возведение в квадрат выходного сигнала фильтра: $\left[\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))+\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))\right]^2 =$ $=\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))^2+\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))^2+$ $+2\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))=$ $=\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i))^2+\sin(2\alpha(t_i)+\beta(t_i)+\gamma(t_i))^2+$ $+\cos(\gamma(t_i))-\cos(4\alpha(t_i)+2\beta(t_i)+\gamma(t_i))$
5. Сумма сигналов 1-го и 2-го квадратурных каналов $2+2\cos(\gamma(t_i))$. Пропуская этот сигнал через фильтр верхних частот и подставляя вместо $\gamma(t_i)$ его значение из (19.4), получаем $\cos\left(2\pi f_н\left(2\frac{V_r\cos(\Omega_c t_i)}{c}\right)t\right)$	5. Сумма сигналов 1-го и 2-го квадратурных каналов $2+2\cos(\gamma(t_i))$. Пропуская этот сигнал через фильтр верхних частот и подставляя вместо $\gamma(t_i)$ его значение из (19.4), получаем $\cos\left(2\pi f_н\left(2\frac{V_r\cos(\Omega_c t_i)}{c}\right)t\right)$

При реализации алгоритмов на практике, несмотря на то, что они дают одинаковый теоретический результат при низких значениях частот несущего колебания (например, в ультразвуковом локаторе) предпочтение имеет высокочастотный алгоритм. Это обусловлено технической простотой реализации фильтров и возможностью разделения спектров сигналов от цели и от неподвижного препятствия. В электромагнитном локаторе наоборот.

На рис.19.19 показан спектр $S(f)$ сигнала на выходе НЧ-фильтра основного канала и канала автокомпенсатора, нормированный к своим максимальным значениям S_0, на рис.19.20 – спектр сигнала на выходе локатора после включения автокомпенсатора.

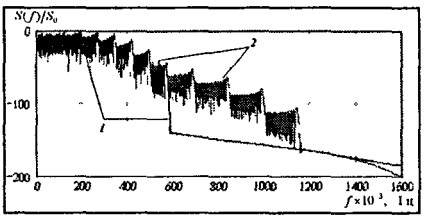


Рис. 19.19. Модуль спектральной плотности выходного сигнала локатора при движении локатора (кривая *1*) и цели (кривая *2*) (масштаб по оси частот 1000 отсчетов – 1 Гц)

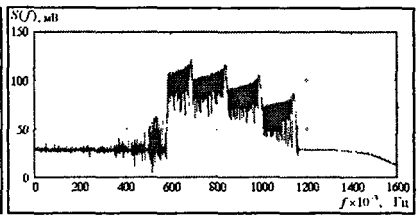


Рис. 19.20. Модуль спектральной плотности выходного сигнала локатора после включения автокомпенсатора (масштаб по оси частот 1000 отсчетов – 1 Гц)

19. 5. Антенные системы для портативных РЛС сверхближнего радиуса действия

Специфика применения портативных РЛС, предназначенных для проведения поисково-спасательных работ в условиях хаотического нагромождения близко – на расстояниях в несколько единиц или десятков метров – расположенных препятствий, предъявляет к антенным системам этих устройств ряд весьма жестких и, зачастую, противоречивых требований. В частности, ввиду того, что малые расстояния как до объекта поиска, так и до отражающих препятствий – «местников» – затрудняют использование режима работы РЛС с разделением времени, о чем уже говорилось ранее, приемная и передающая антенны не могут быть объединены и, в то же время, должны обладать минимально возможными массой и габаритами. При этом антенная система должна обеспечивать высокую (желательно не хуже 80...90 дБ) развязку приемного и передающего трактов РЛС при малых электрических расстояниях между приемной и передающей антеннами, иметь малый (желательно около –20...–25 дБ) уровень боковых лепестков при ширине главного лепестка на уровне половинной мощности не более 25...30°, обеспечивать устойчивую работу РЛС при произвольном значении деполяризующего фактора, обусловленном взаимодействием зондирующего излучения с

объектом поиска в полосе рабочих частот не уже ±5% от значения центральной частоты. Наконец, антенная система портативной РЛС должна обладать достаточной механической прочностью.

К сожалению, нам пока не удалось построить антенную систему дециметрового диапазона длин волн, которая бы полностью удовлетворяла этим требованиям. Тем не менее, разработанные и экспериментально исследованные конструкции позволяют надеяться на то, что такая система вполне реальна. Так, например, представленные в [7] результаты свидетельствуют о том, что антенная система, состоящая из двух однозаходных цилиндрических спиралей с противоположными направлениями намотки и взаимно параллельными осями при расстоянии между последними порядка $1–2\,\lambda_0$, соответствующей центральной частоте, может иметь основные параметры и характеристики весьма близкие к требуемым.

При расстоянии между осями спиралей $1,7\lambda_0$ эта антенная система характеризуется следующими параметрами: коэффициент развязки χ между приемной и передающей антеннами в полосе частот $\Delta f = 800...1500$ МГц и коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВн) составляют соответственно $\chi \geq 75...80$ дБ, КСВН $\leq 1,2$; максимальные значения коэффициентов усиления G и уровней боковых лепестков $G \approx 10$ дБ и УБЛ ≤ -13 дБ; коэффициенты эллиптичности в направлении главных максимумов диаграмм направленности $\eta \geq 0,75$, при этом большие оси поляризационных эллипсов приемной и передающей антенн взаимно ортогональны. Такие значения основных параметров антенной системы получены благодаря применению согласующего устройства в виде воздушной полосковой линии с плавно изменяющимся характеристическим сопротивлением. Недостатком антенны, с точки зрения ее использования в составе портативной РЛС, является ее низкая технологичность и малая механическая прочность.

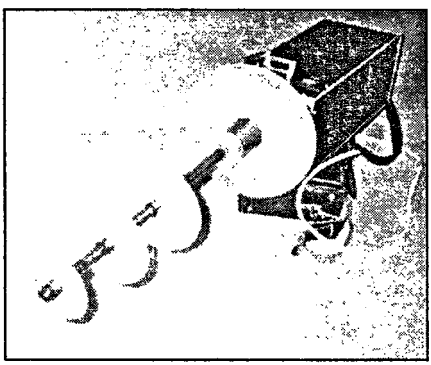


Рис. 19.21. Внешний вид действующего макета РЛС для обнаружения людей под завалами

Очень привлекательной представляется ребристо-стержневая антенная система. В настоящее время в составе действующего макета РЛС (рис. 19.21) используется разработанная нами антенная система, состоящая из двух поляризационно-развязанных ребристо-стержневых антенн, которые конструктивно объединены. В отличие от классических

ребристо-стержневых антенн, она работает в квазирезонансном режиме, что обеспечивается выбором расстояния между электродинамически значимыми элементами антенны и, в этом смысле, не является антенной бегущей волны. Именно использование такого режима работы антенной системы позволило существенно уменьшить связь между приемной и передающей антеннами, работающими в непрерывном режиме и в одной и той же частотной полосе.

Антенная система при осевой длине 62 см в полосе частот 940 ± ±40 МГц обеспечивает развязку между приемным и передающим трактами РЛС не хуже 52 дБ, имеет ширину главного лепестка ~ 28° и уровень боковых лепестков ~ −13 дБ. На рис. 19.22 показаны экспериментально измеренные диаграммы направленности двух идентичных (приемной и передающей) антенн, а на рис. 19.23 значения КСВ в рабочей полосе частот, разработанных ребристо-стержневых антенн.

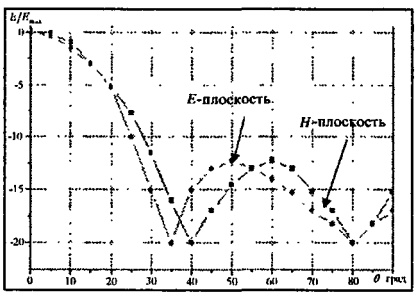


Рис. 19.22. Диаграммы направленности приемной и передающей антенн РЛС

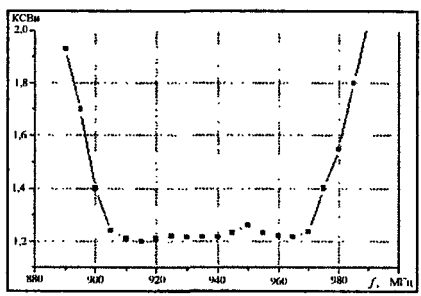


Рис. 19.23. КСВн приемной и передающей антенн РЛС

Выводы

Таким образом, задача построения портативных высокоэффективных технических систем поиска пострадавших людей может решаться путем создания помехоустойчивых когерентных РЛС, снабженных гибкими системами обработки квазинепрерывных псевдослучайных сигналов. При формировании широкополосных, модулированных псевдослучайными последовательностями зондирующих сигналов, для получения высоких характеристик разрешения таких РЛС необходимо учитывать такие факторы, как коэффициент частотных искажений, коэффициент асимметрии, коэффициент паразитной амплитудной модуляции, возрастание уровня помехи в области бокового лепестка АКФ при частотном переносе модулирующей функции в узлах и блоках аппаратуры, минимальное время корреляции флуктуаций сигнала при отражении его

целью в условиях сложной и неоднородной трассы распространения. Прототип действующего локатора, реализовавший описанные в параграфе решения, имеет вид, показанный на рис. 19.21.

Наиболее перспективным в настоящее время, с точки зрения авторов, следует считать построение устройств формирования и обработки радиосигналов сложной структуры для радиолокационной аппаратуры, построенной на основе высокоскоростных сигнальных процессоров, работающих с тактовыми частотами в несколько гигагерц. Структурная схема радиолокатора при таком подходе становится предельно простой. Это линейный усилитель мощности, малошумящий линейный усилитель приемника и процессор с периферийными устройствами. Такая схема позволяет не только практически полностью реализовать свойства сигналов, заложенные в их тонкую структуру, но и создавать технологичные, простые в настройке радиолокационные системы, обработка информации в которых строится на основе оптимальных алгоритмов.

Дальнейшей перспективой развития систем обнаружения живых людей под завалами зданий является комплексное использование радио и акустических многопозиционных систем

Литература к главе 19

1. Справочник по радиолокации. Т. 3 / Под ред. *М. Сколника*: Пер. с англ. под ред. *К.Н.Трофимова*. – М.: Сов. радио, 1978.
2. *Бугаев А.С., Васильев И.А., Ивашев С.И. и др.* Обнаружение и дистанционная диагностика состояния людей за препятствиями с помощью РЛС. – М.: Радиотехника, 2003, №7, с. 42–47.
3. *Борн М., Вольф Э.* Основы оптики: Пер. с англ. – М.: Наука, 1979.
4. *Щербаков Г.Н.* Обнаружение объектов в укрывающих средах. – М.: Арбат-Информ, 1998.
5. *Ulaby F.T., Moore R.K., Fung A.K.* Microwave remoute sensing: active and passive. – In Proc. of Radar remoute sensing and surface scattering and emission theory. – Reading, M.A. Addison-Wesley, 1982.
6. *Шутко А.М.* СВЧ-радиометрия водной поверхности и почвогрунтов. – М.: Наука, 1986.
7. *Андренко С. Д., Вязьмитинов И. А., Сидоренко Ю. Б.* Антенная система радиолокатора непрерывного действия. – Радиофизика и электроника, 2003, т. 8, № 1, с. 67–71.
8. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985.
9. *Диксон Р.К.* Широкополосные системы. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1979.

10. *Сытник О.В., Мирошниченко Е.И., Копылов Ю.А.* Оценка влияния аппаратных погрешностей на характеристики псевдослучайных радиолокационных сигналов. – Радиофизика и электроника, 2002, т.7, № 3, с. 548–554.
11. *Chen Kun-Mu, Huang Yong, Zhang Jianping, Norman Adam.* Microwave life-detection systems for searching human subjects under earthquake rubble or behind barrier. – IEEE Trans. Biomed. Eng., 2000, vol. 47, no. 1, pp. 105–114.
12. Доплеровская РЛС для разведки на местности. – ВИНИТИ. Сер. Техн. средства развед. служб кап. гос., 1997, № 10, с. 46–47.
13. *Черняк В.С.* Пространственно-частотная фильтрация сигналов на фоне стохастических помех в многоканальных приемных системах. – Радиотехника и электроника, 1973, т. 18, № 5, с. 959–969.
14. *MacDonald V.H. and Schultheiss P.M.* Optimum passive bearing estimation in a spatially incoherent noise environment. – J. Acoust.Soc.Amer., 1969, vol.46, pp. 37–43.
15. *Колтышев Е.Е., Петров В.В., Янковский В.Г.* Алгоритм измерения дальности в радиолокационных станциях с квазинепрерывными сигналами. – Радиотехника, 2002, № 5, с.15–21.
16. *Левин Б.Р* Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. Радио, 1975.
17. *Анго А.* Математика для электро- и радиоинженеров. – М.: Наука, 1965.
18. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике. – М.: Наука, 1980.
19. *Сытник О.В.* Алгоритм обнаружения и идентификации малоподвижных целей. – Радиофизика и радиоастрономия, 2003, т. 8, № 2, с.199–206.
20. *Nordwall Bruce D.* Ultra-wideband radar detects buried mines. – Aviat. Week and Space Technol., 1997, vol. 146, no. 13, pp. 63–64.
21. *Wang Wei, Liu Youngtan.* A system of signal detection and estimation for ground wave over-the-horizon radar. – High Technol. Lett., 1997, vol. 3, no. 1, pp. 70–83.

Глава 20

Радиофизические свойства сред: песчаного и глинистого грунтов, строительных материалов *

Исследования электрических параметров однородных песчаного и глинистого грунтов (в частности, Подмосковья) в широком диапазоне длин волн, рассмотрение влияния естественных неоднородностей реального песчаного грунта с типичным для значительной части площади Московской области малым содержанием глинистых частиц в его верхнем слое на уменьшение глубины обнаружения искомых неоднородностей и различных включений, расположенных в грунте – важная проблема подповерхностного зондирования. Представленные результаты исследований и связанные с ними разработки необходимой аппаратуры проводятся в МФТИ с 1958 г. под рук. и при личном участии Ю. И. Лещанского. Одним из направлений исследований было нахождение электрических параметров грунтов в УВЧ- и СВЧ-диапазонах, для чего были созданы измерительные установки для длин волн 0,816; 1,9; 3,17; 9,975; 30; 90 и 226 см [1–3].

20.1. Исследования электрических параметров песчаного и глинистого грунтов

Исследованию подвергался песчаный грунт с содержанием физической глины менее нескольких процентов, с объемной плотностью 1,85 г/см^3 и суммой поглощенных (обменных) оснований кальция и магния равной 1,0–1,5 Мг-эквивалентов на 100 г абсолютно сухого грунта, а также глинистый грунт с содержанием песка менее 20%, с объемной плотностью 1,67 г/см^3 и суммой поглощенных оснований кальция и магния равной 24,8–25,8 Мг-эквивалентов на 100 г абсолютного сухого грунта. Показатель концентрации водородных ионов воды pH$\approx$7,3 соответствовал нейтральному значению. Измерения проводились при температуре воздуха 18...20°. Детальную разработку методик лабораторных измерений и обработки получаемых результатов, создание специальных номограмм, а позднее пакетов программ для ЭВМ проводили Г. Н.Лебедева, В. Д. Шумилин. В проведенных исследованиях принимали участие также Р. В. Кузнецова, Н. Я. Попова, Е. Д. Метелкина.

Расчет электрических параметров песчаных и глинистых грунтов впервые был выполнен Н В. Ульянычевым [4]. При этом применялись

* Авторы: Ю. И. Лещанский, А. И.Дробышев, Д. П. Посевин

формула Дебая [5] для воды, универсальная формула смеси Беренцвейга [6] и известные выражения для Q [дБ/м] $\approx 8{,}7q$ [неп/м] [1–3]. В [4] дано сопоставление теоретических кривых и найденных ранее экспериментально [3] в диапазоне длин волн от 1,9 до 226 см. В данной работе диапазон длин волн λ расширен – от 0,816 см до 10 м (и его можно продолжить далее в сторону более длинных волн, так как там никаких особенностей формула Дебая не содержит).

Ниже выбрана наиболее удобная на практике пара электрических параметров: вместо ε' и ε'' в [4] взята пара $\mathrm{Re}(\varepsilon) = \varepsilon'$ и Q (дБ/м). Результаты расчетов для $\mathrm{Re}(\varepsilon)$ песчаного грунта приведены на рис.20.1, а на рис. 20.2 показаны величины погонного затухания плоской однородной волны в неограниченной среде Q (дБ/м). Аналогичные кривые также были рассчитаны для глинистого грунта (рис. 20.3, рис.20.4).

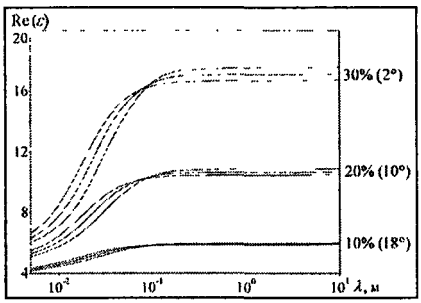


Рис. 20.1. Песчаный грунт при объемной влажности, заданной в процентах

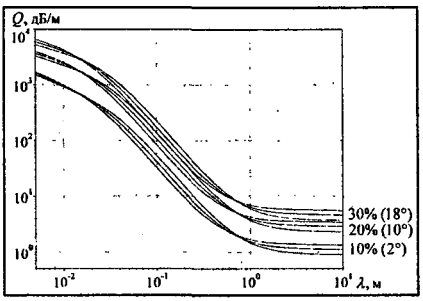


Рис. 20.2. Песчаный грунт при объемной влажности, заданной в процентах

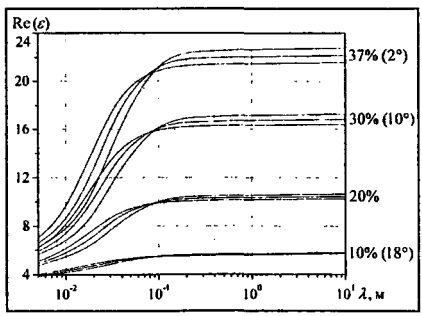


Рис 20.3. Глинистый грунт при объемной влажности, заданной в процентах

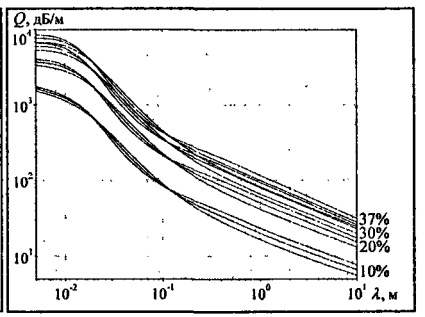


Рис 20. 4. Глинистый грунт при объемной влажности, заданной в процентах

Данные для различных температур приведены с целью оценки возможной погрешности расчетов в пределах реальных изменений температуры лоцируемой среды. Электрические параметры некоторых строительных материалов, применяемых для подземного строительства приведены в [7].

20.2 Снижение глубины обнаружения объектов поиска в грунтах за счет наличия в них реальных естественных неоднородностей

Ежегодно из-за эрозии земной поверхности в местах, незащищенных растительностью, в атмосфере присутствует пыль наиболее легко разрушаемых составляющих почвы, грунтов и горных пород. Мельчайшие частицы пыли постепенно оседают на поверхность всей Земли и ежегодно увеличивают толщину земного покрова.

Глинистые частицы, принесенные ветром, попадают в том числе на песчаные почвы, промытые дождями. Вместе с водой они по каналам между песчинками опускаются до уровня грунтовых вод и там оседают, так как движение воды вниз прекращается. При этом на вертикальном разрезе песчаного грунта эти слои, различные по толщине и по расстояниям между ними, образуют те естественные неоднородности плотности, которые частично отражают и частично рассеивают падающую на них волну. Именно они и снижают существенно глубину обнаружения объектов поиска в реальных неоднородных грунтах.

Летом 1987 г. на горизонтальном участке земной поверхности площадью около 200 м^2, поросшем старым еловым лесом, С. В. Мигинским с помощью разработанного им георадиолокатора было проведено измерение уровня коррелированных помех в полосе частот данного георадиолокатора [8]. Измерения проводились на фоне естественных отражений от корней деревьев, однако последующая обработка принятых сигналов полностью устранила их влияние. На рис. 20.5 приведен график уровня коррелированных помех в слоистом песчаном грунте, содержащем в среднем всего от 5% до 10% глины при весовой влажности около 7%. Георадиолокатор имел импульсную характеристику сквозного тракта длительностью ~10 нс с верхней частотой спектра до 180 МГц. Данные получены усреднением 102 измерений в различных достаточно удаленных друг от друга точках указанного лесного участка. При таком числе независимых измерений ожидаемая среднеквадратичная ошибка составила 10% или 0,4 дБ. Отражения от достаточно удаленных наземных объектов не могли повлиять на результаты, так как их уровень не превышает (по оценкам, полученным на основе экспериментальных измерений): –102 дБ при запаздывании отраженного сигнала τ = 20 нс, –108 дБ при τ = 40 нс и –111 дБ при τ = 60 нс.

Уровень коррелированных помех спадает со временем почти экспоненциально со скоростью 0,33 дБ/нс [8],. Это в среднем соответствует затуханию импульса в грунте в месте измерения Q = 3 дБ/м и средней скорости распространения импульса в грунте $v = 1{,}1 \cdot 10^8$ м/с. Можно показать [8], что именно уровень коррелированных помех определяет возможную максимальную глубину обнаружения заданной подземной цели.

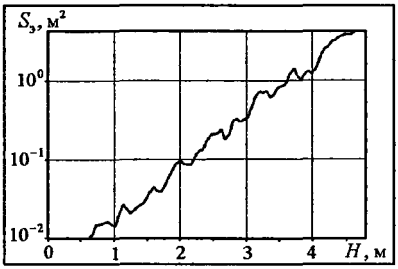


Рис. 20.5. Естественный слоисто-неоднородный грунт при температуре ~ от 15 (верхний слой) до 10° (нижний слой) и значение эффективной площади рассеяния объекта при обнаружении в зависимости от глубины его расположения

Из графика ЭПР обнаруживаемого локального объекта в зависимости от глубины его расположения (рис. 20.5) следует, в частности, что довольно крупный объект с ЭПР = 1 м^2 в рассматриваемой среде со сравнительно малым средним погонным затуханием радиоволн может быть обнаружен на глубине не более 3,5 м, в то время как расчеты для однородного песчаного грунта при указанных выше содержании глины и средней влажности дают глубину обнаружения рассматриваемого объекта приблизительно в два раза больше, что, как видим, практически нереально.

Поглощение радиоволн СВЧ-диапазона некоторыми строительными материалами, применяемыми при строительстве подземных сооружений. По методике, разработанной для исследования электрических параметров влажных грунтов, параллельно проведены исследования тех же параметров для древесины сосны (волокна древесины ориентированы поперек вектора **E**), для красного обожженного строительного кирпича и для затвердевшего цементного камня марки 300 без добавок песка, который в составе бетона можно учесть с помощью формулы Беренцвейга [6]. Результаты исследований для объемной влажности 20% приведены на рис. 20.6, более полно в [7] (для весовой влажности).

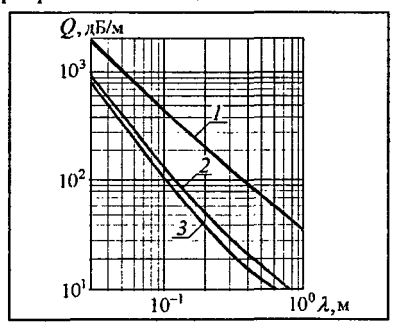


Рис 20.6. Погонное поглощение радиоволн при объемной влажности 20% (*1* – цементный камень, *2* – красный строительный кирпич и *3* – древесина сосны)

20.3. Терминология, используемая при определении влажности грунта

В публикациях [1–3], [7] и выше используется относительная весовая влажность грунта

$$p_в(\%) = \frac{P_{воды}}{P_{сух}} 100\%,$$

где $P_{воды}$ – вес воды, $P_{сух}$ – вес твердой сухой части грунта.

В формуле Беренцвейга может использоваться только относительная объемная влажность грунта

$$p_v = \frac{V_{воды}}{V_{полн}},$$

где $V_{воды}$ – объем воды, $V_{полн}$ – полный объем исследуемого образца грунта, включая твердые частицы, воду и воздух.

Все другие составляющие смеси рассчитываются как

$$p_i = \frac{V_i}{V_{полн}},$$

где V_i – объем i-составляющей смеси, $V_{полн}$ – полный объем исследуемого образца грунта, включая твердые частицы, воду и воздух.

В публикации [4] используется так называемая абсолютная весовая влажность грунта, связанная с объемной влажностью p_v соотношением

$$p_{vабс} = \frac{p_v}{p_v + (1-n)\rho_{тв}},$$

где $n = p_0 + p_в$ – пористость грунта, $p_в = V_в$ – вес воды в единичном объеме грунта, равный объему воды, так как ее весовая плотность $\rho_в = 1$, а $p_0 = V_0$ – объем воздуха в единичном объеме грунта, $\rho_{тв}$ – весовая плотность (или удельный вес) твердой фазы грунта, равная для песчано-глинистых грунтов приблизительно 2,65 г/см^3.

Выводы

Представлены основные результаты исследований электрических параметров однородных песчаного и глинистого грунтов Подмосковья в широком диапазоне длин волн. Рассмотрено влияние естественных неоднородностей реального песчаного грунта с типичным для значительной площади Московской области малым содержанием глинистых частиц в его верхнем слое на уменьшение глубины обнаружения искомых неоднородностей и различных включений, расположенных в грунте.

Литература к главе 20

1. *Лещанский Ю. И., Ананских В. М., Лебедева Г. Н.* Электрические параметры песка и глины в диапазоне сантиметровых и дециметровых волн. Сер. Исследования по физике и радиотехнике. Тр. МФТИ. – Оборонгиз. 1962, вып. 10. с. 49–57.
2. *Лещанский Ю.И., Лебедева Г.Н.* Исследование поглощения дециметровых и сантиметровых радиоволн в грунте. – Изв. вузов. Сер. Радиофизика, 1968, т.11, №2, с. 205–208.
3. *Лещанский Ю.И., Лебедева Г.Н., Шумилин В.Д.* Электрические параметры песчаного и глинистого грунтов в диапазоне сантиметровых, дециметровых и метровых волн. – Изв. вузов. Сер. Радиофизика, 1971, т. 14, № 4, с. 562–569.
4. *Лещанский Ю. И., Ульянычев Н. В.* Расчет электрических параметров песчано-глинистых грунтов на метровых-сантиметровых волнах. – Изв. вузов. Сер. Радиофизика, 1980, т. 23, № 5, с. 529–532.
5. *Дебай П., Закк Г.* Теория электрических свойств молекул / Под ред. *Л. Э. Гуревича.* – М.: Объединенное научн.-технич. изд., 1936.
6. *Беренцвейг Р. А.* Оценка диэлектрических характеристик влажного асбестцемента.– Тр. НИИ асбестоцемент, 1969, № 25,с.73–96.
7. *Лещанский Ю. И., Ульянычев Н.В., Лебедева Г. Н. и др.* Электрические параметры кирпича, цемента и древесины в диапазоне метровых-сантиметровых радиоволн. – Изв. вузов. Сер. Радиофизика, 1982, Деп. ВИНИТИ № 4772-82.
8. *Лещанский Ю. И., Мигинский С. В.* Помехи от естественных неоднородностей грунта при подповерхностной радиолокации. – Доклады АН СССР по разд. «Техническая физика», 1989, т. 304, № 5, с. 1136–1138.

Problems of subsurface radiolocation.

Collective monography.

Ed. by PhD A.Yu. Grinev.

ANNOTATION

In the paper we present the analysis and the different methods of restoring of the radioimages, processing of signals and images of subsurface area and objects sounded by ultrawideband (UWB) signals, for their detection and interpretations spent for interests of monitoring and diagnostics of the underground communications, grounds under building platforms, road coatings, local discontinuities in a ground, mines, leakages from the underground storages of fuel, level of ground waters and also at carrying out geophysical, archaeological etc. researches; the specificity of UWB signals distribution in the environments with the brightly expressed fading and dispersion is considered; the different approaches to solution of the inverse tasks of subsurface radiolocation, including ones basing on the solution of the direct tasks of scattering by the finite differences in time domain method and procedure of minimization on the basis of genetic algorithms; the different organizations of the software of ground penetrating radars (GPR) and techniques of their usage by the operator are reduced; the main characteristics of modern GPR, features of the radars construction of the "OKO", "GERAD", DEFEKTOSKOP", "GROT", "DRL" series and also results of their application for solution of a number of the scientific and physical tasks are surveyed.

For the scientific employees, post-graduate students and engineers specializing in the field of development and usage of ground penetrating radars (georadars), and also for the experts, teachers and students of radio engineering, wireless and geophysical specialities of high schools.

BRIEF CONTENTS

Preface 8

Chapter 1.
Electrodynamic formalization of radio-holography problems 11

Chapter 2.
Inverse problems of subsurface sounding 33

Chapter 3.
Modeling of ground penetrating radar operation by numerical methods 63

Chapter 4.
Algorithms of information processing of subsurface exploration and their implementation in a program package "Geo-Data" 82

Chapter 5. Pulse ground-penetrating radars using for testing of building structures: hardware implementation, software, signal and image processing 102

Chapter 6.
Image generation of the subsurface radioscene 147

Chapter 7.
Reconstruction of the geometrical and electrophysical characteristics of the medium in the structural problems of subsurface exploration 168

Chapter 8.
Subsurface radars and other technical means intended for demining operations 187

Chapter 9.
Hardware-software resources for subsurface exploration and secondary information processing of stratified mediums 218

Chapter 10. Development of georadars "Oko" 231

Chapter 11. Application of the "Gerad-3" GPR for sounding of water reservoirs, engineering communications and railway track 237

Chapter 12. Main features of a construction of the "Grot-10" and "Grot-11"georadars, experience of their maintenance and data processing 246

Chapter 13.
Detection and diagnostics of the underground communications on building platforms with usage of the "Grot-10" georadar 260

Chapter 14.
Features of using of georadars in drifting of underground mines and tunnels 270

Chapter 15.
The principles of interpretation technique of ground penetrating radar data 287

Chapter 16. Georadar exploration of the reinforced objects 308

Chapter 17. Generalized GPR antenna pattern with impulse excitation 316

Chapter 18. UWB coil transmitting and receiving antennas 344

Chapter 19. Features of technical systems construction for detection of the people behind optically opaque barrier 373

Chapter 20. Radiophysical properties of the mediums: sandy and clay grounds, building materials 408

Научное издание

Серия «Радиолокация»

Вопросы подповерхностной радиолокации

Коллективная монография

Под редакцией А. Ю. Гринёва

Авторы:

Александр Владимирович Андриянов, Лев Юрьевич Астанин, Дмитрий Витальевич Багно, Анатолий Серафимович Бажанов, Владимир Юрьевич Бодров, Владимир Викторович Варенков, Михаил Львович Владов, Людмила Борисовна Волкомирская, Евгений Николаевич Воронин, Игорь Анатольевич Вязьмитинов, Антон Иосифович Гиголо, Александр Юрьевич Гринёв, Сергей Витальевич Дручинин, Андрей Владимирович Дудник, Анна Владимировна Ерёменко, Александр Евгеньевич Зайкин, Евгений Олегович Зверев, Сергей Иванович Ивашов, Сергей Викторович Изюмов, Велина Витальевна Костылёва, Виктор Исаакович Кричевский, Александр Михайлович Кулижников, Олег Николаевич Линников, Василий Васильевич Лобзин, Азелина Николаевна Лобзина, Николай Александрович Лушников, Василий Николаевич Марчук, Сергей Александрович Масалов, Александр Петрович Местэртон, Евгений Иванович Мирошниченко, Вадим Викторович Монахов, Андрей Владимирович Набокин, Владимир Александрович Николаев, Валерий Владимирович Помозов, Геннадий Петрович Почанин, Александр Евгеньевич Резников, Евгений Антонович Руденчик, Виктор Николаевич Секистов, Николай Павлович Семейкин, Владимир Михайлович Смирнов, Юрий Георгиевич Сосулин, Анатолий Васильевич Старовойтов, Олег Викторович Сытник, Владимир Николаевич Трусов, Николай Петрович Трущев, Дмитрий Викторович Фадин, Игорь Анатольевич Чебаков, Григорий Витальевич Этенко, Борис Акиндинович Юфряков, Ольга Вячеславовна Юшкова, Павел Васильевич Холод

Зав. редакцией
Н. В. Комарова
Редактор-оператор
Е. В. Шубенкова

Изд. № 13. Сдано в набор 12.01.2005.
Подписано в печать 17.05.2005. Формат 60×90 1/16.
Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.
Печать офсетная.
Печ. л. 26. Тираж 700 экз. Зак. № 3067

Издательство «Радиотехника».
107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6.
Тел./факс: 921-48-37; 925- 78-72, 925-92-41.
E-mail: info@radiotec.ru
www. radiotec.ru

Отпечатано в ООО ПФ «Полиграфист».
160001, г. Вологда, ул. Челюскинцев, д. 3.